目录

概　　述

本章要点

• 电力电子器件：电力电子器件的分类（不可控型、半控型、全控型）及其发展历史；

• 电力电子变流技术：电力电子技术的研究内容，变流电路的换流方式、电能变换的基本类型（AC/DC 变换、DC/AC 变换、AC/AC 变换和 DC/DC 变换）；

• 变流电路的控制方式；

• 变流技术的发展及其应用；

• 本课程的任务与要求。

电力电子技术是一门建立在电子学、电力学和控制学三个学科基础上的边缘学科，它横跨“电子”、“电力”和“控制”三个领域，主要研究各种电力电子器件，以及由这些电力电子器件所构成的各种变流电路和变流装置，运用这些变流装置完成对电能的变换和控制。

电力电子技术研究的内容包括三个方面：电力电子器件、电力电子变流技术和控制方式。

本课程在讨论电力电子器件时，着重介绍电力电子器件的基本原理、特性和参数，主要使学生了解如何合理地选择和使用电力电子器件来构成各种变流装置，而对器件的制造工艺及载流子运动的物理过程等细节不加详细讨论；在讨论电力电子变流技术时，则围绕AC/DC、DC/AC、AC/AC、DC/DC 四种电能变换方式，研究由电力电子器件组成的变流装置的主电路、控制电路及其他辅助电路。

一、电力电子器件

用作电能变换的大功率电力电子器件与信息处理用器件不同，它一方面必须有高电压、大电流的承受能力，另一方面是以开关模式工作，因此通常被称为电力电子开关器件。电力电子器件有许多种类和不同的分类方式，其中按照开通、关断控制方式则可分为三大类型。

(1) 不可控型：这类器件一般为二端器件，一端是阳极，另一端是阴极。其开关性能取决于施加于器件阳、阴极间的电压极性，正向导通，反向关断，流过器件的电流是单方向的。由于其开通和关断不能按需要控制，故这类器件称为不可控型器件，常见的有大功率二极管、快速恢复二极管及肖特基二极管等。

(2) 半控型：这类器件是三端器件，除阳极和阴极外，还增加了一个控制门极。半控型器件也具有单向导电性，但开通不仅需在其阳、阴极间施加正向电压，而且还必须在门极和阴极间输入正向控制电压，以控制其开通。然而这类器件一旦开通，就不能再通过门极来控制关断，只能从外部改变加在阳、阴极间的电压极性或强制使阳极电流减小至零才

能使其关断，所以把它们称为半控型。这类器件主要是晶闸管及其派生器件（如双向、逆导晶闸管）等。

（3）全控型：这类器件也是带有控制端的三端器件，控制端不仅可控制其开通，而且也能控制其关断，故称全控型。由于无须外部提供关断条件，仅靠器件自身控制即可关断，所以这类器件常被称为自关断器件。这类器件种类较多，工作机理也不尽相同，在现代电力电子技术应用中起着越来越重要的作用。属于这一类的代表器件有大功率晶体管（GTR）、门极可关断晶闸管（GTO）、功率场效应晶体管（P-MOSFET）和绝缘栅双极型晶体管（IGBT）等。

按电力电子器件的驱动性质可以将其分为电压型和电流型器件。电流型器件必须有足够的驱动电流才能使器件导通，一般需要较大功率的驱动电路，这类器件有普通晶闸管（Th）、GTR、GTO 等；电压型器件的导通只需足够的电压和很小的驱动电流即可，因而电压型器件仅需很小的驱动功率，这类器件有 IGBT、P-MOSFET 等。

40 多年来，随着半导体制造技术和变流技术的发展，一代又一代的电力电子器件相继问世，使它的应用领域迅速扩大。主要的电力电子器件的分类如表 0-1 所示。

表 0-1　主要电力电子器件的分类

电力电子器件	不可控型器件	整流二极管	普通整流二极管（Diode）
			快恢复二极管
			肖特基整流二极管
			肖克来二极管
			硅对称开关
	半控型器件	晶闸管	普通晶闸管（Th）（Thyrıstor）
			快速晶闸管（FST）
			双向晶闸管（TRIAC）
			逆导晶闸管（RCT）
			光控晶闸管（LCT）
	全控型器件	晶体管	大功率晶体管（GTR）
			功率场效应晶体管（P-MOSFET）
			绝缘栅双极型晶体管（IGBT）
			静电感应晶体管（SIT）
		晶闸管	门极可关断晶闸管（GTO）
			场控晶闸管（MCT）
			静电感应晶闸管（SITH）

回顾 40 多年来电力电子器件的发展过程，大体可分为以下四个阶段。

第一阶段是以整流管、晶闸管为代表的发展阶段。这一阶段的半导体器件在低频、大功率变流领域中得到广泛应用，很快便取代了汞弧整流器。

第二阶段是以大功率晶体管（GTR）、门极可关断晶闸管（GTO）等全控器件为代表的发展阶段。这一阶段的半导体器件属于电流型控制模式，它们的应用使得变流器的高频化

得以实现。

第三阶段是以功率场效应晶体管（P-MOSFET）和绝缘栅双极型晶体管（IGBT）等电压型全控器件为代表的发展阶段，此时的半导体器件可直接用IC（集成控制器）进行驱动，高频特性更好，电力电子器件制造技术已进入了和微电子技术相结合的初级阶段。

第四阶段是以PIC等功率集成电路为代表的发展阶段。这一阶段中，电力电子技术与微电子技术紧密结合在一起了，所使用的半导体器件是将全控型电力电子器件与驱动电路、控制电路、传感电路、保护电路、逻辑电路等集成在一起的高度智能化的功率集成电路，它实现了器件与电路的集成，强电与弱电的集成，成为机电之间的智能化接口、机电一体化的基础单元。预计PIC的发展将会使电力电子技术实现第二次革命，进入全新的智能化时代。

二、电力电子变流技术

1. 电力电子变流技术的研究内容

以电力电子器件为核心，通过不同形式的电路结构和控制方式来实现对电能的转换和控制，这就是电力电子变流技术。

变流电路的研究内容之一是确定主电路的结构和对变流电路进行综合性能分析，内容之二是变流电路的换流过程。变流电路工作时，各开关器件轮流导通向负载传递电能，因此流向负载的电能一定要从一个或一组元件向另一个或另一组元件转移，这个过程叫做换流或换相。换流过程总是在一个开关开通的时候关断原来导通着的开关，变流电路主要有以下三种换流方式：

电源换流——通过改变电源电压极性向导通元件提供反向电压使其关断。这种换流方式只适用于交流电源供电，以不控或半控开关器件组成的变流电路，如整流器等。

负载换流——由负载电压或电流极性改变向导通元件施加反向电压使其关断。它用于直流供电、负载可振荡的直流—交流变换电路。

强迫换流——由外部电路向导通元件强行提供反向电压或从导通元件控制极施加关断信号迫使其关断。这种方式常见于晶闸管直流—直流变换电路和所有斩波变换电路。

2. 电能变换的基本类型

电能变换的基本类型有AC/DC变换、DC/AC变换、AC/AC变换和DC/DC变换。在某些变流装置中，可能同时包含两种以上变换。

（1）AC/DC变换：把交流电压变换成固定或可调的直流电压即为AC/DC变换，如可控整流器。传统的AC/DC变换是利用晶闸管和相控技术，依靠电源电压进行换流的。目前工业中应用的大多数变流装置都是属于这类整流装置。其特点是控制简单，运行可靠，适宜大功率应用。相控整流器存在的问题是有谐波，对电网有较严重的影响。

（2）DC/AC变换：把直流电变换成频率固定或可调的交流电，通常被称为逆变。按电源性质可分为电压型和电流型；按控制方式可分为六拍（六阶梯）方波逆变器、PWM逆变器和谐振直流开关（软性开关）逆变器。按换流性质可分为依靠电源换流的有源逆变和由自关断元件构成的无源逆变。逆变装置主要被用于机车牵引、电动车辆和其他交流电机调速、不间断电源（UPS）和感应加热。

(3) AC/AC变换：把频率、电压固定或变化的交流电变换成频率、电压可调或固定的交流电，即为AC/AC变换，通常有交－交变频器和交流调压器。

(4) DC/DC变换：把固定或变化的直流电压变换成可调或恒定的直流电压即为DC/DC变换。按输出电压与输入电压的相对关系可分为降压式、升压式和升降压式。DC/DC变换器被广泛地用于计算机电源、各类仪器仪表、直流电机调速及金属焊接等。

谐振型开关技术是DC/DC变换的新发展，可减小变换器体积、重量并提高可靠性。这种变换器有效地解决了开关损耗和电磁干扰问题，是DC/DC变换的主要发展方向。

三、控制方式

控制电路的主要功能是为变流器中的功率器件提供门极（控制极）驱动信号，从而实现所需的电能变换与控制。变流电路的控制方式一般都按器件开关信号与控制信号间的关系分类。

相控式：器件的开通信号相位，即导通时刻的相位，受控于控制信号幅度的变化。晶闸管相控整流和交流调压电路均采用这种控制方式，通过改变导通相位角以改变输出电压的大小。

频控式：用控制电压的幅值变化来改变器件开关信号的频率，以实现器件开关工作频率的控制。这种控制方式多用于直流－交流变换电路中。

斩控式：器件以远高于输入、输出电压工作频率的开关频率运行，利用控制电压（即调制电压）的幅值来改变一个开关周期中器件导通占空比，如PWM，从而实现电能的变换与控制。

四、变流技术的发展

变流技术的发展经历了以下三个阶段。

(1) 第一阶段是电子管、离子管（闸流管、汞弧整流器、高压汞弧阀）的发展与应用阶段，此时的变流技术属于整流变换，只是变流技术的一小部分。

(2) 第二阶段是硅整流管、晶闸管的发展与应用阶段，主要指晶闸管的应用阶段。随着器件制造水平的不断提高，变流装置保护措施的不断完善，使得硅整流管、晶闸管在变流装置中的应用技术日趋成熟，所涉及的应用领域不断扩展。例如，晶闸管感应加热、熔炼、淬火电源（1～8kHz）、晶闸管低频电源、400Hz中频电源、高精度稳压电源与稳流电源相继开发出来。

(3) 第三阶段是随着全控型器件的发展而逐渐展开的。首先，GTO、GTR等双极型全控器件的应用使逆变、变频、斩波电路的结构大为简化，变换频率大为提高。但GTO、GTR是电流控制型器件，需要控制电路提供较大的驱动功率，而电压控制型的P-MOSFET、IGBT等全控型器件的应用为电力电子设备高频化、小型化创造了条件。随着变换频率的进一步提高，脉宽调制（PWM）电路的缺点逐渐暴露出来了。由于PWM电路属于硬开关电路，变换过程中的du/dt、di/dt会产生严重的电磁干扰；器件的开通与关断损耗严重制约了变换频率的进一步提高。于是建立在谐振、准谐振原理上的软开关电路，即所谓的零电压开关（ZVS）与零电流开关（ZCS）电路问世。它是利用谐振进行换相的一种新型变流电路，实现了器件在零电压下的导通和零电流下的关断，从而大大降低了器件的开关

损耗，这样一来，TRC技术加软开关技术使得变换频率进一步得到提高。

电力电子技术是发展高新技术的基础，它拓宽了微电子技术、信息技术与传感器技术的应用领域，推动了高新技术的发展。随着科技的发展，它将发挥更为重要的作用。

五、电力电子技术应用

电力电子技术是对电能进行变换和控制的现代工业电子技术。近年来，功率变流技术得到了迅猛发展，经过变流技术处理的电能在整个国民经济的耗电量中所占比例越来越大，成为其他工业技术发展的重要基础。电力电子技术应用非常广泛，下面举例概括说明。

1. 电动机传动与控制

电动机调速是电力电子在电动机控制中的重要应用，它包括两个内容：

(1) 运动控制。为了满足自动化生产线、特殊生产工艺要求而对电动机进行调速控制。主要的应用领域有：电动汽车及各种电瓶车、地铁及机车牵引；轧钢工业中热轧机、热连轧机、带钢冷连轧机、飞剪机等设备的速度控制；港口机械中输送机、码头起重机、堆料机、取料机、装船机和装卸自动化设备的控制；各类起重机械及矿井提升机、机床及各种自动化生产线、高炉控制系统、调速电梯、供水系统、造纸、印染及化工工业、纺织工业、船舶推进系统等。

(2) 节能。在各行各业中，风机、水泵等用交流电动机来拖动的负荷，其用电量占我国工业用电总量的50%以上。如果我国所拥有的风机、水泵，全面采用变频调速后，可节电30%以上，每年节电将达到数百亿度。

2. 电源

工业和社会的各个领域需要不同种类的电源。例如，近几年以P-MOSFET和IGBT为主开关元件组成的逆变焊机取得了实质性进展。

通信电源是一种DC/DC高频开关电源。通信电源有一次电源和二次电源，一次电源是将市电直接整流，然后经过高频开关功率变换后再经过整流、滤波，最后得到48V的直流电源。这里P-MOSFET被大量采用，其开关工作频率广泛采用100kHz。二次电源是电信设备内部集成电路所需用的电源，因而要求体积小、规格齐全，有±5V、±12V等等。它是将一次电源（48V），经过DC/DC高频功率变换，获得不同规格的直流电压输出，开关工作频率在几十千赫以上。

不间断电源（UPS）被广泛地应用于计算机、通信、仪器设备、各种微电子系统及公共场所。

3. 电网净化技术

近年来，随着电力电子装置的应用与普及，电网波形畸变日趋严重。传统的无源滤波方法难以应付日益严重的电网“公害”。人们从电力电子技术本身找到了解决的途径，这就是有源滤波器。电力有源滤波器的基本原理是产生与补偿对象相反的谐波电流及无功功率而抵消电网中的谐波。

4. 电力系统应用

高压直流输电（HVDC）——在输电线路的送端将工频交流变为直流，在受端再将直流变回工频交流。高压直流输电从根本上解决了输电系统的稳定性问题，减少了线路的无

功损耗，实现了远距离、大功率高压直流输电。在高压直流输电系统中，它需在线路两端设置整流、逆变及无功补偿装置。

综上所述，电力电子技术已经渗透到航天、国防、工农业生产、交通、文教卫生、办公室自动化乃至于家庭的任何角落。伴随着器件与变流电路的进步，电力电子技术的应用领域也将会有新的突破。

六、本课程的任务与要求

电力电子变流技术是电气工程与自动化专业的专业基础课。内容包含器件、电路及应用三个方面，但以电路为主。器件讲解的内容主要包括常用器件的基本工作原理、特性、参数及它们的驱动和保护方法，目的是为了应用这些器件组成电路，故应注意掌握器件外部特性及极限额定参数的应用。变流电路则主要研究由不同电力半导体器件所构成的各种典型功率变换电路的工作原理、主电路拓扑结构、分析方法、设计计算的基本手段、主电路开关元件的选择方法、各种典型触发、控制、驱动以及必要的辅助电路的工作原理和特点。

学习电力电子变流技术课程的基本要求是：

（1）熟悉和掌握功率二极管、普通晶闸管、可关断晶闸管、大功率晶体管和功率场效应晶体管等电力电子器件的工作原理，开关特性和电气参数。

（2）熟练掌握单相、三相整流电路和有源逆变电路的基本原理，波形分析和各种负载对电路工作的影响，并能对上述电路（含触发器与保护环节）进行初步设计计算。

（3）掌握无源逆变电路、交流调压电路、斩波电路的工作原理、电路结构、换相方法、波形分析和参数计算。

（4）掌握 PWM 型逆变电路的工作原理、控制方法、波形分析。

（5）了解电力电子学科的发展动向。

（6）掌握基本变流装置的调试试验方法。

（7）掌握电力电子技术的仿真方法。

第1章 电力电子器件

本章要点

• 功率二极管的结构、工作原理、特性、参数、选用原则；

• 晶闸管、双向晶闸管的结构、工作原理、特性、参数、选用原则；

• 可关断晶闸管（GTO）、电力晶体管（GTR）、功率场效应晶体管（P-MOSFET）、绝缘栅双极型晶体管（IGBT）的结构、工作原理、特性、参数；

• 新型电力电子器件的结构和工作原理。

1.1 功率二极管

功率二极管（Power Diode）又称电力二极管，常作为整流元件，属于不可控型器件，它不能用控制信号控制其导通和关断，只能由加在元件上的电源极性控制其通断。它可用于不需要调压的整流、感性负载的续流以及用作限幅、钳位、稳压等。功率二极管还有许多派生器件，如快恢复二极管、肖特基整流二极管等。

1.1.1 功率二极管的结构和工作原理

1. 功率二极管的结构

普通功率二极管的内部是由一个面积较大的PN结和两端的电极及引线封装组成的。功率二极管的结构和电气符号如图1-1（a）、(b）所示。在PN结的P型端引出的电极称为阳极A（Anode），在N型端引出的电极称为阴极K（Cathode）。功率二极管主要有螺栓型和平板型两种外形，如图1-2所示。一般而言，200A以下的器件多数采用螺栓型，200A以上的器件则多数采用平板型。若将几个功率二极管封装在一起，则组成模块式结构。

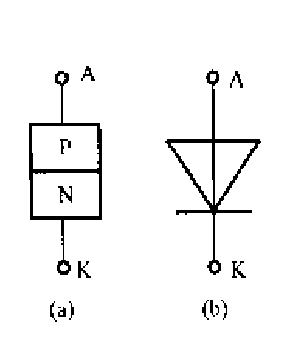


图1-1 功率二极管
(a) 结构；(b) 电气符号

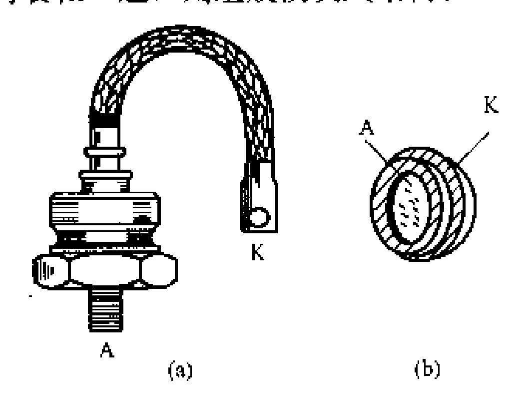


图1-2 功率二极管的外形
(a) 螺栓型；(b) 平板型

2. 功率二极管的工作原理

功率二极管和普通二极管工作原理一样，当二极管处于正向电压作用时，PN结导通，正向

管压降很小；当二极管处于反向电压作用时，PN结截止，仅有极小的漏电流流过二极管。

1.1.2 功率二极管的伏安特性

功率二极管的伏安特性是指功率二极管的阳阴极间所加的电压与流过阳阴极间电流的关系特性。功率二极管的伏安特性曲线如图1-3所示。

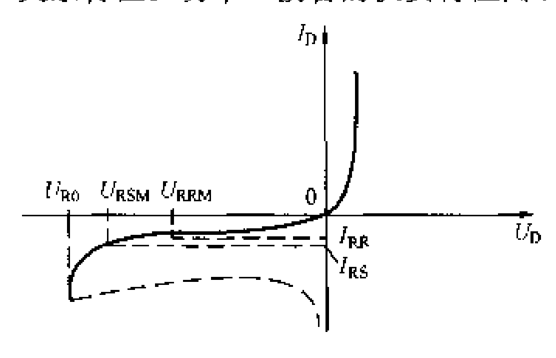


图1-3 功率二极管的伏安特性曲线

第Ⅰ象限为正向特性区，表明正向导通状态。当所加正向阳极电压小于门坎电压时，二极管只流过很小的正向电流；当正向阳极电压大于门坎电压时，正向电流急剧增加，此时阳极电流的大小完全由外电路决定，二极管呈现低阻态，其管压降大约为0.6V。

第Ⅲ象限为反向特性区，表明反向阻断状态。当二极管加上反向阳极电压时，开始只有极小的反向漏电流，管子呈现高阻态。随着反向电压的增加，反向电流有所增大。当反向电压增大到一定程度时，漏电流就会急剧增加而管子被击穿。击穿后的二极管若为开路状态，则管子两端电压为电源电压；若二极管击穿成短路状态，则管子电压将很小，而电流却较大，如图1-3中虚线所示。所以必须对反向电压及电流加以限制，否则二极管将被击穿而损坏。其中U_{R0}为反向击穿电压。

1.1.3 功率二极管的主要参数

1. 正向平均电流I_{dD}（额定电流）

功率二极管的正向平均电流I_{dD}是指在规定的环境温度和标准散热条件下，管子允许长期通过的最大工频半波电流的平均值。元件标称的额定电流就是这个电流。实际应用中，功率二极管所流过的最大有效值电流为I_{DM}，则其额定电流一般选择为

$$I_{dD} \geqslant (1.5 \sim 2)\frac{I_{DM}}{1.57}$$

式中的系数1.5～2是安全系数。

2. 正向压降U_D（管压降）

正向压降U_D是指在规定温度下，流过某一稳定正向电流时所对应的正向压降。

3. 反向重复峰值电压U_{RRM}（额定电压）

在额定结温条件下，元件反向伏安特性曲线的转折处对应的反向电压称为反向不重复峰值电压U_{RSM}，U_{RSM}的80%称为反向重复峰值电压U_{RRM}（额定电压），它是功率二极管能重复施加的反向最高电压。一般在选用功率二极管时，以其在电路中可能承受的反向峰值电压的两倍来选择额定电压。

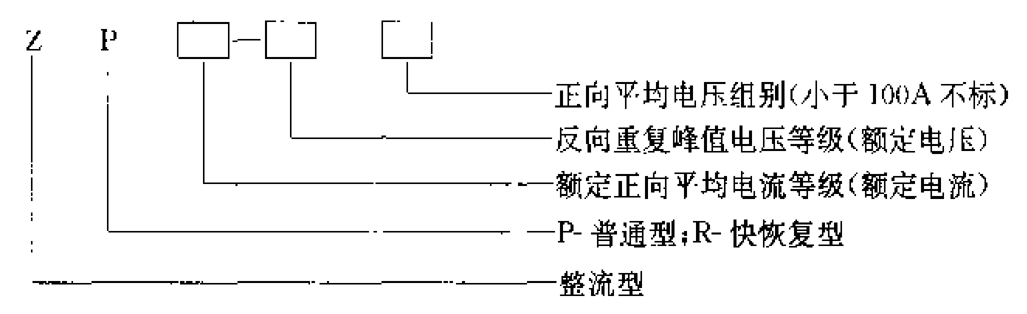
4. 反向恢复时间

反向恢复时间是指功率二极管从正向电流降至零起到恢复反向阻断能力为止的时间。

1.1.4 功率二极管的型号和选择原则

1. 功率二极管的型号

国产普通功率二极管的型号规定如下：



2. 功率二极管的选择原则

(1) 选择正向平均电流 I_{dD} 的原则。在规定的室温和冷却条件下，只要所选管子的额定电流有效值大于管子在电路中实际可能通过的最大电流有效值 I_{DM} 即可。考虑元件的过载能力，实际选择 I_{DM} 时应有1.5～2倍的安全裕量。其计算公式为

$$I_{dD} \geqslant (1.5 \sim 2)\frac{I_{DM}}{1.57}$$

式中，I_{DM} 为电路中可能流过的最大电流有效值。然后取相应标准系列值。

(2) 选择额定电压 U_{RRM} 的原则。选择功率二极管的反向重复峰值电压等级（额定电压）的原则应为管子在所工作的电路中可能承受的最大反向瞬时值电压 U_{DM} 的2～3倍，即

$$U_{RRM} = (2 \sim 3)U_{DM}$$

式中，U_{DM} 为电路中可能承受的最大反向电压。然后取相应标准系列值。

1.1.5 功率二极管的应用

(1) 整流：利用二极管正偏时导通、反偏时截止的不对称非线性特性可实现整流变换，如图1-4(a)所示，这是二极管最基本的应用。

(2) 续流：如图1-4(b)所示，当开关S切断电感电路时，为防止电感产生很高的自感电动势而损坏设备，可接入一个二极管VD，使电感电流有一个继续流动的回路，使开关S在关断时其两端的电压不超过电源电压，避免了因电感断流而在开关器件两端出现的高压。

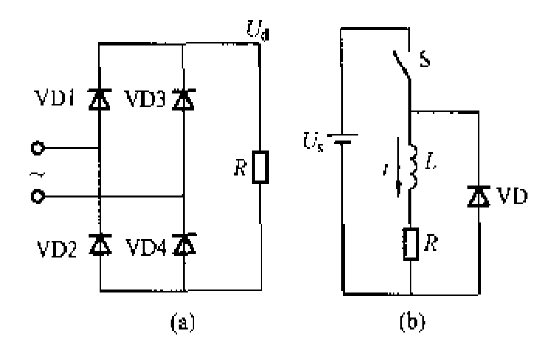


图1-4 功率二极管的整流、续流应用
(a) 整流；(b) 续流

1.1.6 功率二极管的其他派生器件

1. 快恢复二极管

快恢复二极管的特点是恢复时间短，尤其是反向恢复时间短，一般在5μs以内，可用于要求很小反向恢复时间的电路中，例如用于与可控开关配合的高频电路中。

2. 肖特基二极管

肖特基二极管是以金属和半导体接触形成的势垒为基础的二极管，其反向恢复时间更短，一般为10～40ns。肖特基二极管在正向恢复过程中不会有明显的电压过冲击，在反向耐压较低的情况下正向压降也很小，明显低于快速恢复二极管，因此，其开关损耗和正向导通损耗都很小。肖特基二极管的不足是：当所承受的反向耐压提高时，其正向电压有较大幅度提高。它适用于较低输出电压和要求较低正向管压降的变流器电路中。

1.2 晶闸管

由于功率二极管是不可控器件，当输入的交流电压一定时，其输出的整流平均电压也是固定值，不能调节。而在实际应用中，往往要求直流电压能够进行调节，即具有可控性。晶闸管是一种能够通过控制信号控制其导通，但不能控制其关断的半控型器件。由于其导通时刻可控，满足了调压要求。它具有体积小、效率高、动作迅速、操作方便等特点，因而在生产实际中获得了广泛的应用。晶闸管也有许多派生器件，如快速晶闸管（FST）、双向晶闸管（TRIAC）、逆导晶闸管（RCT）和光控晶闸管（LCT）等。

1.2.1 晶闸管的结构

晶闸管是一种大功率半导体器件，它的内部是PNPN的四层结构，形成了三个PN结（J1，J2，J3），并对外引出三个电极。其外形、结构和电气符号如图1-5(a)、(b)和(c)所示。

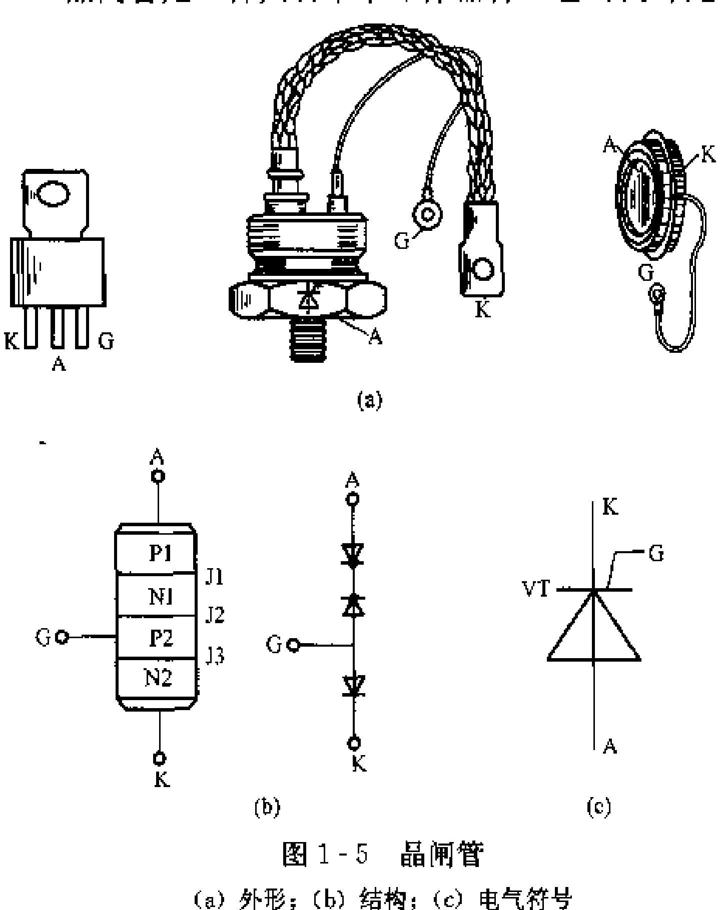


图1-5 晶闸管

(a) 外形；(b) 结构；(c) 电气符号

晶闸管的外形有塑封式、螺栓式、平板式和模块式等，常用的有螺栓式、平板式两种。图1-5(a)示出了塑封式、螺栓式和平板式晶闸管的外形。

晶闸管的结构如图1-5(b)所示。由最外部的P1层和N2层引出的两个电极，分别为阳极A（Anode）和阴极K（Cathode）。由中间P2层引出的电极是门极G（Gate），也称控制极。从晶闸管的结构图可知，晶闸管的内部可以看成是由三个二极管连接而成的。晶闸管的电气符号如图1-5(c)所示。

晶闸管在工作过程中会因损耗而发热，因此必须安装散热器。螺栓式晶闸管是靠阳极（螺栓）拧紧在铝制散热器上，可自然冷却；平板式晶闸管由两个相互绝缘的散热器夹紧晶闸管，靠冷风冷却。和功率二极管一样，额定电流大于200A的晶闸管采用平板式外形结构。此外，晶闸管的冷却方式还有水冷、油冷等。

1.2.2 晶闸管的工作原理

下面通过图1-6所示的电路来说明晶闸管的工作原理。在该电路中，由电源E_A、晶闸管的阳极和阴极、白炽灯组成晶闸管主电路；由电源E_G、开关S、晶闸管的门极和阴极组成控制电路（触发电路）。

实验步骤及结果说明如下：

(1) 将晶闸管的阳极接电源 E_A 的正端，阴极经白炽灯接电源的负端，此时晶闸管承受正向电压。当控制电路中的开关S断开时，白炽灯不亮，说明晶闸管不导通。

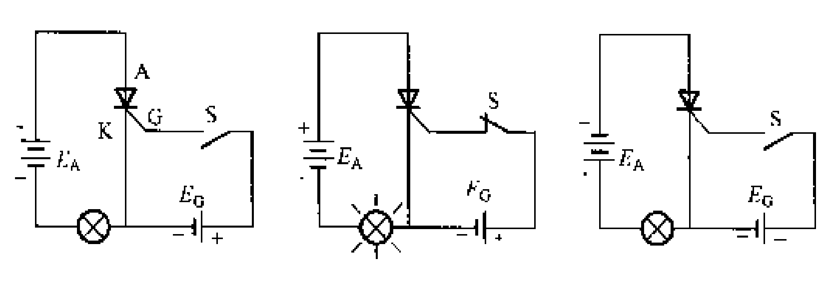


图1 6 晶闸管导通试验电路图

(2) 当晶闸管的阳极和阴极承受正向电压，控制电路中开关S闭合，使控制极也加正向电压（控制极相对阴极）时，白炽灯亮，说明晶闸管导通。

(3) 当晶闸管导通时，将控制极上的电压去掉（即将开关S断开），白炽灯依然亮，说明一旦晶闸管导通，控制极就失去了控制作用。

(4) 当晶闸管的阳极和阴极间加反向电压时，不管控制极加不加正向电压，灯都不亮，说明晶闸管截止。如果控制极加反向电压，无论晶闸管主电路加正向电压还是反向电压，晶闸管都不导通。

通过上述实验可知，晶闸管导通必须同时具备以下两个条件：

(1) 晶闸管主电路加正向电压；

(2) 晶闸管控制电路加合适的正向电压。

晶闸管一旦导通，门极即失去控制作用，故晶闸管为半控型器件。为使晶闸管关断，必须使其阳极电流减小到一定数值以下，这只有通过使阳极电压减小到零或反向的方法来实现。

为了进一步说明晶闸管的工作原理，下面通过晶闸管的等效电路来分析。

将内部是四层PNPN结构的晶闸管看成是由一个PNP型和一个NPN型晶体管连接而成的等效电路，连接形式如图1-7所示。

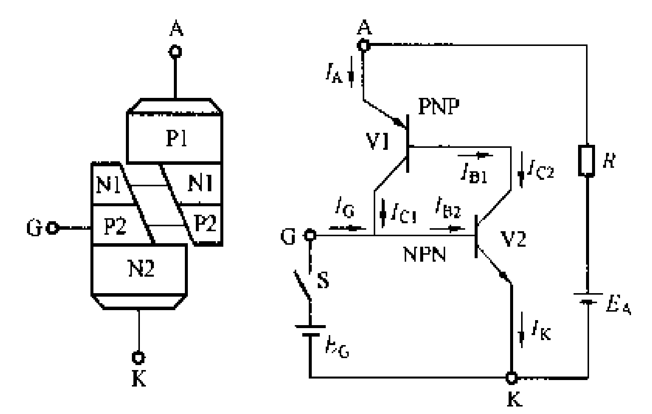


图1-7 晶闸管工作原理的等效电路

晶闸管的阳极A相当于PNP型晶体管V1的发射极、阴极K相当于NPN型晶体管V2的发射极。当晶闸管阳极承受正向电压，控制极也加正向电压时，晶体管V2处于正向偏置，E_G 产生的控制极电流 I_G 就是V2的基极电流 I_{B2}，V2的集电极电流 $I_{C2}=\beta_2 I_G$。而 I_{C2} 又是晶体管V1的基极电流 I_{B1}，V1的集电极电流 $I_{C1}=\beta_1 I_{C2}=\beta_1\beta_2 I_G$（$\beta_1$ 和 β_2 分别是V1和V2的电流放大系数）。电流 I_{C1} 又流入V2的基极，再一次被放大。这样循环下去，形成了强烈的正反馈，使两个晶体管很快达到饱和导通，这就是晶闸管的导通过程。导通后，晶闸管上的压降很小，电源电压几乎全部加在负载上，晶闸管中流过的电流即负载电流。正反馈过程如下：

$$I_G\uparrow \rightarrow I_{B2}\uparrow \rightarrow I_{C2}(I_{B1})\uparrow \rightarrow I_{C1}\uparrow \rightarrow I_{B2}\uparrow$$

在晶闸管导通之后，它的导通状态完全依靠管子本身的正反馈作用来维持，此时 $I_{B2}=I_{C1}+I_G$，而 $I_{C1}\gg I_G$，即使控制极电流消失 $I_G=0$，I_{B2} 仍足够大，晶闸管仍将处于导通

状态。因此，控制极的作用仅是触发晶闸管使其导通，导通之后，控制极就失去了控制作用。要想关断晶闸管，最根本的方法就是必须将阳极电流减小到使之不能维持正反馈的程度，也就是将晶闸管的阳极电流减小到小于维持电流。可采用的方法有：将阳极电源断开；改变晶闸管的阳极电压的方向，即在阳极和阴极间加反向电压。

归纳之，晶闸管的工作特点是：晶闸管电路有两部分组成，一是阳一阴极主电路，二是门一阴极控制电路；阳一阴极之间具有可控的单向导电特性；门极仅起触发导通作用，不能控制关断；晶闸管的导通与关断两个状态相当于开关的作用，这样的开关又称为无触点开关。

1.2.3 晶闸管的特性

1. 晶闸管的伏安特性

晶闸管的伏安特性是指晶闸管阳、阴极间电压 U_A 和阳极电流 I_A 之间的关系特性，如图1-8所示。

图1-8中各物理量的含义如下：

U_{DRM}、U_{RRM}——正、反向断态重复峰值电压；U_{DSM}、U_{RSM}——正、反向断态不重复峰值电压；U_{BO}——正向转折电压；U_{RO}——反向击穿电压。

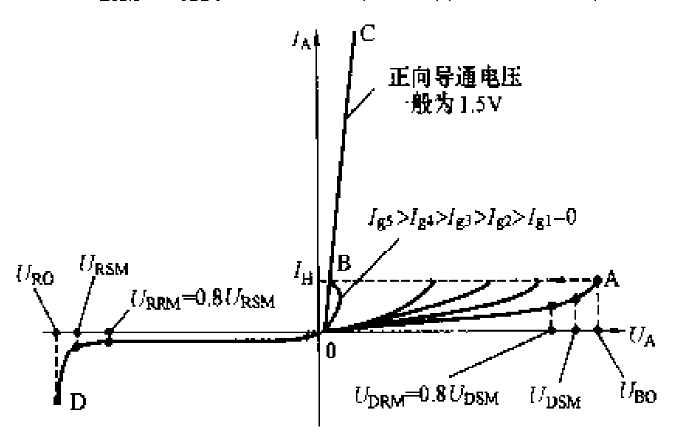


图1-8 晶闸管的伏安特性曲线

晶闸管的伏安特性包括正向特性（第Ⅰ象限）和反向特性（第Ⅲ象限）两部分。

（1）正向特性。晶闸管的正向特性又有阻断状态和导通状态之分。在门极电流 $I_{g1}=0$ 情况下，逐渐增大晶闸管的正向阳极电压，这时晶闸管处于断态，只有很小的正向漏电流；随着正向阳极电压的增加，当达到正向转折电压 U_{BO} 时，漏电流突然剧增，特性从正向阻断状态突变为正向导通状态。导通状态时的晶闸管状态和二极管的正向特性相似，即流过较大的阳极电流，而晶闸管本身的压降却很小。正常工作时，不允许把正向阳极电压加到转折值 U_{BO}，而是从门极输入触发电流 I_g，使晶闸管导通。门极电流愈大阳极电压转折点愈低（图1-8中 $I_{g5}>I_{g4}>I_{g3}>I_{g2}>I_{g1}$）。晶闸管正向导通后，要使晶闸管恢复阻断，只有逐步减少阳极电流。当 I_A 小到等于维持电流 I_H 时，晶闸管由导通变为阻断。维持电流 I_H 是维持晶闸管导通所需的最小电流。

（2）反向特性。晶闸管的反向特性是指晶闸管的反向阳极电压（阳极相对阴极为负电位）与阳极漏电流的伏安特性。晶闸管的反向特性与一般二极管的反向特性相似。当晶闸管承受反向阳极电压时，晶闸管总是处于阻断状态。当反向电压增加到一定数值时，反向漏电流增加较快。再继续增大反向阳极电压，会导致晶闸管反向击穿，造成晶闸管的损坏。

2. 晶闸管的开关特性

晶闸管的开关特性如图1-9所示。

晶闸管的开通不是瞬间完成的，开通时阳极与阴极两端的电压有一个下降过程，而阳极电流的上升也需要有一个过程，这个过程可分为三段。第一段延迟时间 t_d，对应着阳极电

流上升到10% I_A所需时间，此时J2结仍为反偏，晶闸管的电流不大。第二段为上升时间t_r，对应着阳极电流由10% I_A上升到90% I_A所需时间，这时靠近门极的局部区域已经导通，相应的J2结已由反偏转为正偏，电流迅速增加。通常定义器件的开通时间t_{on}为延迟时间t_d与上升时间t_r之和，即

$$t_{on}=t_d+t_r$$

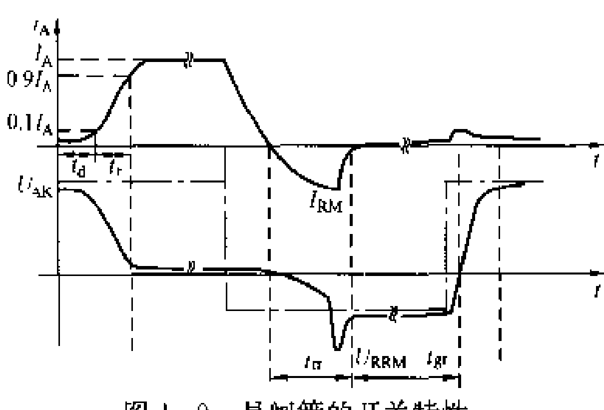


图1-9 晶闸管的开关特性

晶闸管的关断过程也如图1-9所示。电源电压反向后，从正向电流降为零起到能重新施加正向电压为止的时间定义为器件的关断时间t_{off}。通常定义器件的关断时间t_{off}等于反向阻断恢复时间t_{rr}与正向阻断恢复时间t_{gr}之和，即

$$t_{off}=t_{rr}+t_{gr}$$

1.2.4 晶闸管的主要参数

1. 额定电压U_{Tn}

(1) 正向重复峰值电压U_{DRM}。在控制极断路和晶闸管正向阻断的条件下，可重复加在晶闸管两端的正向峰值电压称为正向重复峰值电压U_{DRM}。一般规定此电压为正向不重复峰值电压U_{DSM}的80%。

(2) 反向重复峰值电压U_{RRM}。在控制极断路时，可以重复加在晶闸管两端的反向峰值电压称为反向重复峰值电压U_{RRM}。此电压取反向不重复峰值电压U_{RSM}的80%。

晶闸管的额定电压则取U_{DRM}和U_{RRM}的较小值且靠近标准电压等级所对应的电压值。

由于瞬时过电压也会造成晶闸管损坏，因而选择管子的额定电压U_{Tn}应为晶闸管在电路中可能承受的最大峰值电压的2～3倍。

2. 额定电流$I_{T(AV)}$

晶闸管的额定电流$I_{T(AV)}$是指在环境温度为+40℃和规定的散热条件下，晶闸管在电阻性负载的单相、工频（50Hz）、正弦半波（导通角不小于170°）的电路中，结温稳定在额定值125℃时所允许的通态平均电流。

值得注意的是，晶闸管是以平均电流而非有效值电流作为它的额定电流，这是因为晶闸管较多用于可控整流电路，而整流电路往往是按直流平均值来计算的。然而，在实际应用中，限制晶闸管最大电流的是晶闸管的工作温度。而晶闸管的工作温度主要由电流的有效值决定，因此需将额定电流$I_{T(AV)}$换算成额定电流有效值I_{Tn}。

根据晶闸管额定电流$I_{T(AV)}$的定义，设流过管子的正弦半波电流的最大值为I_m。依据电流平均值、有效值的定义（导通角不小于170°），则

额定电流 $$I_{T(AV)}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}I_m\sin\omega t\,d\omega t=\frac{I_m}{\pi}$$

电流有效值 $$I_{Tn}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(I_m\sin\omega t)^2d\omega t}=\frac{I_m}{2}$$

现定义电流有效值与电流平均值之比为电流的波形系数，则管子的电流波形系数为

$$K_f = \frac{I_{Tn}}{I_{T(AV)}} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \tag{1-1}$$

式中 K_f ——为波形系数。

式（1-1）表明，额定电流为 $I_{T(AV)}$ 的晶闸管可以流过 1.57 $I_{T(AV)}$ 的正弦半波电流有效值。在实际应用中，不论流过晶闸管的电流波形如何，导通角有多大，只要流过元件的实际电流最大有效值小于或等于管子的额定有效值，且散热条件符合规定，管芯的发热就能限制在允许范围内。

不同的电流波形有不同的平均值与有效值，波形系数 K_f 也不同。在选用晶闸管的时候，首先要根据管子的额定电流（通态平均电流）求出管子允许流过的电流有效值；然后要求所选管子允许流过的电流有效值大于等于管子在电路中实际可能通过的最大电流有效值 I_T；考虑元件的过载能力，实际选择时应有 1.5～2 倍的安全裕量。

设在其他电流波形下的波形系数 $K_f' = \dfrac{I_T}{I'_{T(AV)}}$，根据有效值相等的换算原则，故有 $I'_{T(AV)}K_f' = K_f I_{T(AV)}$，在考虑了 1.5～2 的安全系数后，晶闸管额定电流的计算公式为

$$I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2)\frac{K_f'}{K_f}I'_{T(AV)} = (1.5 \sim 2)\frac{K_f'}{1.57}I'_{T(AV)}，或\ I_{T(AV)} \geqslant (1.5 \sim 2)\frac{I_T}{1.57}$$

常见波形的 K_f' 如表 1-1 所示。

表 1-1　　常见波形的 K_f' 值

波　　形	实际波形的平均值 $I_{T(AV)}$ 和有效值 I_{Tn}	波形系数 K_f
i, I_m, I_d, 0, π/2, π, 2π, ωt	$I_{T(AV)} = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi/2}^{\pi} I_m \sin\omega t\, d\omega t = \frac{I_m}{2\pi}$ $I_{Tn} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\pi/2}^{\pi}(I_m \sin\omega t)^2 d\omega t} = \frac{I_m}{2\sqrt{2}}$	2.22
i, I_m, I_d, 0, π, 2π, ωt	$I_{T(AV)} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} I_m \sin\omega t\, d\omega t = \frac{2I_m}{\pi}$ $I_{Tn} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}(I_m \sin\omega t)^2 d\omega t} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$	1.11
i, I_m, I_d, 0, 2/3 π, 2π, ωt	$I_{T(AV)} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi/3} I_m d\omega t = \frac{I_m}{3}$ $I_{Tn} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi/3}(I_m)^2 d\omega t} = \frac{I_m}{\sqrt{3}}$	1.73
i, I_m, I_d, 0, π, 2π, ωt	$I_{T(AV)} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_m \sin\omega t\, d\omega t = \frac{I_m}{\pi}$ $I_{Tn} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(I_m \sin\omega t)^2 d\omega t} = \frac{I_m}{2}$	1.57

3. 通态平均电压 $U_{T(AV)}$

通态平均电压 $U_{T(AV)}$ 是指在额定通态平均电流和稳定结温下，晶闸管阳、阴极间电压的平均值，一般称为管压降。其范围在 0.6～1.2V 之间。

4. 维持电流 I_H 和擎住电流 I_L

在室温且控制极开路时，能维持晶闸管继续导通的最小电流称为维持电流 I_H。维持电流大的晶闸管容易关断。给晶闸管门极加上触发电压，当元件刚从阻断状态转为导通状态时就撤除触发电压，此时元件维持导通所需要的最小阳极电流称为擎住电流 I_L。对同一晶闸管来说，擎住电流 I_L 要比维持电流 I_H 大 2～4 倍。

5. 门极触发电流 I_{GT}

门极触发电流 I_{GT} 是指在室温且阳极电压为 6V 直流电压时，使晶闸管从阻断到完全开通所必需的最小门极直流电流。

6. 门极触发电压 U_{GT}

门极触发电压 U_{GT} 是指对应于门极触发电流时的门极触发电压。对于晶闸管的使用者来说，为使触发器适用于所有同型号的晶闸管，触发器送给门极的电压和电流应适当地大于所规定的 U_{GT} 和 I_{GT} 上限，但不应超过其峰值 I_{GFM} 和 U_{GFM}。门极平均功率 P_G 和峰值功率（允许的最大瞬时功率）P_{GM} 也不应超过规定值。

7. 断态电压临界上升率 du/dt

把在额定结温和门极断路条件下，使器件从断态转入通态的最低电压上升率称为断态电压临界上升率 du/dt。

8. 通态电流临界上升率 di/dt

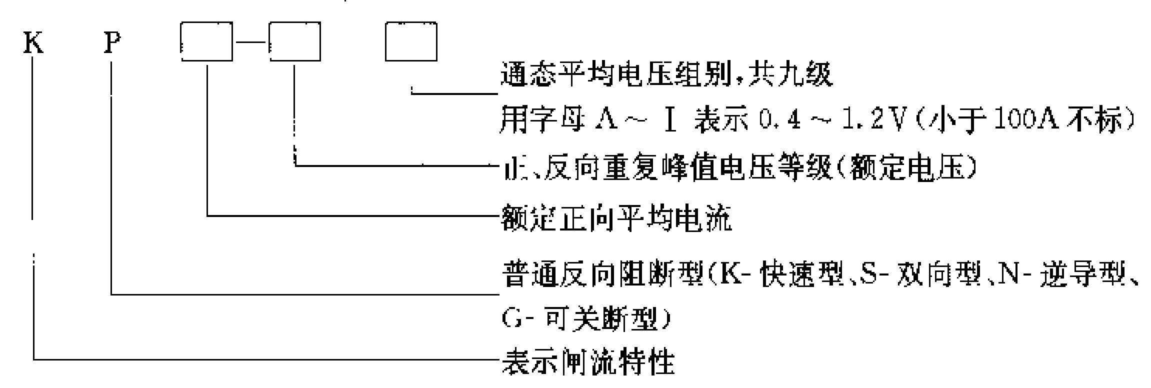
把在规定条件下，由门极触发晶闸管使其导通时，晶闸管能够承受而不导致损坏的通态电流的最大上升率称为通态电流临界上升率 di/dt。晶闸管所允许的最大电流上升率应小于此值。

另外还有晶闸管的开通与关断时间等参数。

1.2.5 晶闸管的型号、选择原则和简单测试

1. 普通晶闸管的型号

按国家 JB1144—1975 规定，国产普通晶闸管型号中各部分的含义如下。



例如，KP100—12G 表示额定电流为 100A，额定电压为 1200V，管压降为 1V 的普通晶闸管。

2. 普通晶闸管的选择原则

(1) 选择额定电流 $I_{T(AV)}$ 的原则。在规定的室温和冷却条件下，只要所选管子的额定电流有效值大于等于管子在电路中实际通过的最大电流有效值 I_T 即可。考虑元件的过载能力，实际选择时应有 1.5～2 倍的安全裕量。其计算公式为

$$I_{T(AV)} \geqslant (1.5 \sim 2)\frac{I_T}{1.57}$$

式中，I_T 为电路中实际可能流过的最大电流有效值。然后取相应标准系列值。

(2) 选择额定电压 U_{Tn} 的原则。选择普通晶闸管额定电压的原则应为管子在所工作的电路中可能承受的最大正反向瞬时值电压 U_{TM} 的 2～3 倍，即

$$U_{Tn} = (2 \sim 3)U_{TM}$$

式中，U_{TM} 为电路中最大正反向瞬时值电压。然后取相应标准系列值。

3. 用万用表进行晶闸管的简单测试

(1) 晶闸管电极的判定。晶闸管的等效电路如图 1-5 (b) 所示。若从外观上判断，小功率晶闸管的控制极（门极）比阴极细，大功率晶闸管的控制极则用金属编织套引出，像根辫子。

由图 1-5 (b) 可见，阴极与控制极之间有一个 PN 结，而阳极与控制极之间有两个反极性串联的 PN 结。用万用表的 R * 100Ω 档可先判定控制极 G。负表笔接某一电极，正表笔依次碰触另外两个电极，假如有一次阻值很小，约几百欧，另一次阻值很大，约几千欧，说明负表笔接的是控制极。在阻值小的那次测量中，接正表笔的是阴极 K；阻值大的那一次，正表笔接的是阳极 A。若两次测出的阻值都很大，说明负表笔接的不是控制极，应改测其他电极。

(2) 晶闸管好坏的简单判别。根据 PN 结的单向导电原理，对于晶闸管的三个电极，用万用表欧姆档测试元件的三个电极之间的阻值，可初步判断管子是否完好。

1) 由于晶闸管在其门极未加触发电压时是关断的，如用万用表 R×1kΩ 档测量阳极 A 和阴极 K 之间的电阻，其正、反向电阻应该都很大，在几百千欧以上，且正、反向电阻相差很小。

2) 其次，用万用表的黑表棒（该端接内部电池的正端）接到阳极，红表棒接到阴极，在这种情况下，将黑表棒移动一点，使其刚好碰到控制极上（操作要点是黑表棒固定接在阳极，同时触碰一下控制极）。这样，晶闸管将成为导通状态，万用表的表针应该摆动。

3) 用 R×10Ω 或 R×100Ω 档测量控制极 G 和阴极 K 之间的阻值，其正向电阻应小于或接近于反向电阻，这样的晶闸管是好的。

如果阳极与阴极或阳极与控制极间有短路，阴极与控制极间为短路或断路，则晶闸管是坏的。

1.2.6 晶闸管的其他派生器件

1. 快速晶闸管（FST）

快速晶闸管是为提高工作频率、缩短开关时间、提高允许电流上升率而采用特殊工艺制造的器件，其工作频率在 400Hz 以上。快速晶闸管包括常规的快速晶闸管（简称 KK 管）和工作频率更高的高频晶闸管（简称 KG）两种。

快速晶闸管的外观、电气符号、基本结构、伏安特性与普通晶闸管相同。快速晶闸管的特点是：

（1）开通时间和关断时间比普通晶闸管短。一般开通时间为1～2μs，关断时间为几～几十微秒。

（2）开关损耗小。

（3）有较高的电流上升率和电压上升率。通态电流临界上升率$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t \geqslant 100\mathrm{A}/\mu\mathrm{s}$，断态电压临界上升率$\mathrm{d}u/\mathrm{d}t \geqslant 100\mathrm{V}/\mu\mathrm{s}$。

（4）允许使用频率范围几十赫兹～几千赫兹。

2. 逆导晶闸管（RCT）

逆导晶闸管是将一个晶闸管和一个二极管反向并联集成在同一硅片上而构成的器件，它具有反向导通的能力。其基本结构、等效电路和伏安特性如图1-10所示。

逆导晶闸管的工作原理与普通晶闸管相同，即用正的门极信号来实现器件开通。在逆导晶闸管的电路中，晶闸管与二极管是交替工作的，晶闸管通过正向电流，二极管通过反向电流。逆导晶闸管有两个特性参数须注意：

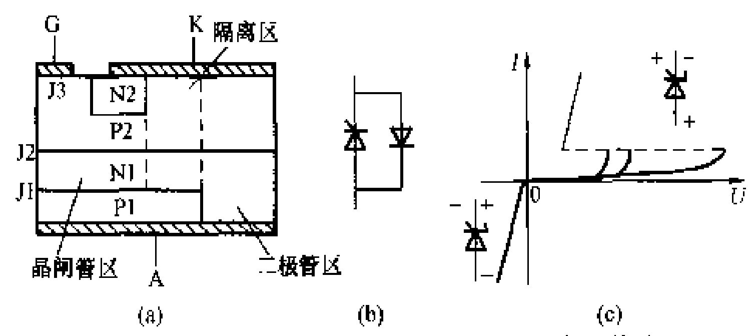


图1-10 逆导晶闸管的基本结构、等效电路及伏安特性
（a）逆导晶闸管的基本结构；（b）逆导晶闸管的等效电路；（c）逆导晶闸管的伏安特性

（1）额定电流。逆导晶闸管有两个额定电流：一个是晶闸管电流，另一个是整流二极管电流，一般用分数表示。前者列于分子，后者列于分母，例如300/150A。它们之间的比值主要决定于不同应用的要求，用于逆变器时，电流比在2∶1～1∶1之间；用于斩波器时，电流比为3∶1。

（2）反向恢复电流下降率$-\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$。$-\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$越大，元件换流能力越强。因当逆导晶闸管流过反向恢复电流关断后，二极管区的换流电流仍然存在，如果这个换流电流变化很快，变化率很大，有可能穿过隔离区流入晶闸管区，使已关断的晶闸管重新导通，导致换流失败。使用中需保证不超过元件规定的$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$值。

与普通晶闸管相比较，逆导晶闸管具有正向压降小、关断时间短、高温特性好、额定结温高等优点。由于逆导晶闸管等效于反并联的普通晶闸管和整流二极管，因此在使用时，使器件的数目减少、装置体积缩小、重量减轻、价格降低和配线简单，特别是消除了整流管的配线电感，使晶闸管承受的反向偏置时间增加。但也因晶闸管和整流管制作在同一管芯上，故存在相互影响的问题。

3. 光控晶闸管（LCT）

光控晶闸管是一种以光信号代替电信号来进行触发导通的特殊晶闸管，其结构也是由P1N1P2N2四层构成的，光控晶闸管的工作原理基本等同于普通晶闸管器件，不同的只是J2结及附近区域在光能的激发下，可产生大量的电子和空穴，在外加电压作用下穿过J2阻挡层，起到了普通晶闸管注入I_G的作用，使光控晶闸管触发导通。

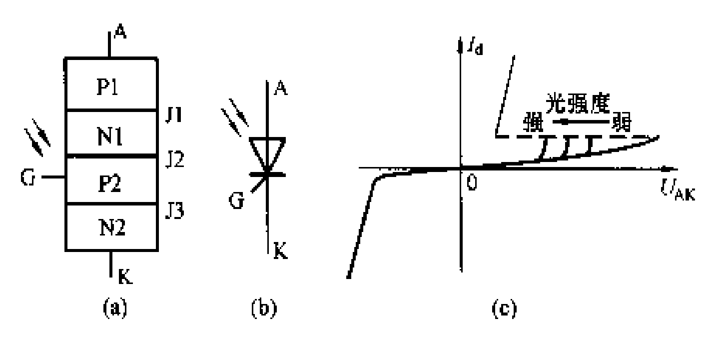


图1-11 光控晶闸管的结构、电气符号及伏安特性
(a) 光控晶闸管的结构；(b) 光控晶闸管的电气符号；
(c) 光控晶闸管的伏安特性

光控晶闸管的结构、电气符号及伏安特性如图1-11所示，与普通晶闸管类似，只不过伏安特性的转折电压是随光照强度的增大而降低。

激光是光控晶闸管的理想光源。对小功率光控晶闸管，也可用白炽灯、太阳光等作为触发光源。光触发与电触发相比，具有抗噪波干扰，主电路与控制电路间高度绝缘、重量轻、体积小等优点。

4. 双向晶闸管（TRIAC）

（1）双向晶闸管的结构、等效电路及电气符号。

双向晶闸管是把一对反并联的晶闸管集成在同一硅片上，只用一个门极控制触发的组合器件。双向晶闸管具有正、反两个方向都能控制导通的特性，同时还具有触发电路简单、工作稳定可靠的优点，因此可以认为是一种控制交流功率的理想器件。

双向晶闸管的外形结构与普通晶闸管类似，也有螺栓型、平板型和塑封型等结构。它的内部是一种NPNPN五层结构、三端引线的器件，有两个主电极T1、T2，一个门极G。P1、N4表面用金属连通构成第一阳极T1，P2、N2也用金属连通构成第二阳极T2，N3与P2的一部分作为公共门极G，门极G与第二阳极T2在同一侧面。其结构、电气符号及等效电路如图1-12所示。其中P1N1P2N2称为正向晶闸管，P2N1P1N4称为反向晶闸管，且这两个晶闸管的触发导通都由同一个门极G来控制。

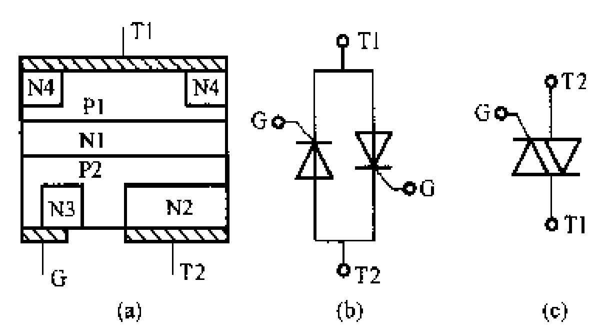


图1-12 双向晶闸管的结构、电气符号及等效电路
(a) 双向晶闸管的结构；(b) 双向晶闸管的等效电路；
(c) 双向晶闸管的电气符号

（2）双向晶闸管的伏安特性和触发方式。

双向晶闸管的伏安特性如图1-13所示。在第Ⅰ象限、第Ⅲ象限具有对称的阳极伏安特性，均可由门极触发导通，因此双向晶闸管是一种半控交流开关器件。

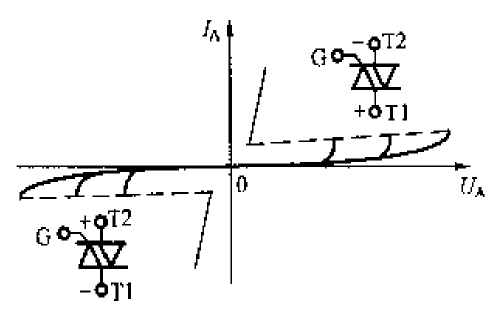


图1-13 双向晶闸管的伏安特性

由于门极的特殊结构，双向晶闸管的触发电压极性可正可负，以便开通两个反向并联的晶闸管，根据主电极间电压极性以及门极信号极性的不同组合，双向晶闸管有四种触发方式，即Ⅰ+、Ⅰ-、Ⅲ+、Ⅲ-触发。

1）Ⅰ+触发方式：阳极电压$U_{T1T2}>0$（T1为正、T2为负），门极电压$U_G>0$（G为正、T2为负），特性曲线在第Ⅰ象限，为正触发，触发灵敏度最高；

2）Ⅰ－触发方式：阳极电压$U_{T1T2}>0$（T1为正、T2为负），门极电压$U_G<0$（G为负、T2为正），特性曲线在第Ⅰ象限，为负触发，触发灵敏度较高；

3）Ⅲ－触发方式：阳极电压$U_{T1T2}<0$（T1为负、T2为正），门极电压$U_G<0$（G为负、T2为正），特性曲线在第Ⅲ象限，为负触发，触发灵敏度较高；

4）Ⅲ＋触发方式：阳极电压$U_{T1T2}<0$（T1为负、T2为正），门极电压$U_G>0$（G为正、T2为负），特性曲线在第Ⅲ象限，为正触发，触发灵敏度最低。

尽管双向晶闸管有四种触发方式，但在实际应用中只采用（Ⅰ＋、Ⅲ－）与（Ⅰ－、Ⅲ－）两组触发方式，其中（Ⅰ－、Ⅲ－）方式适用于直流门极触发信号，（Ⅰ＋、Ⅲ－）方式适用于交流门极触发信号。

由于双向晶闸管通常用在交流电路中，因此不用平均值而用有效值来表示它的额定电流值，这点必须与其他晶闸管的额定电流定义区别开。普通晶闸管在半波下使用时，其峰值电流是平均值的π倍，而双向晶闸管在全波下使用时，其峰值电流是有效值的$\sqrt{2}$倍。两者间的换算关系为

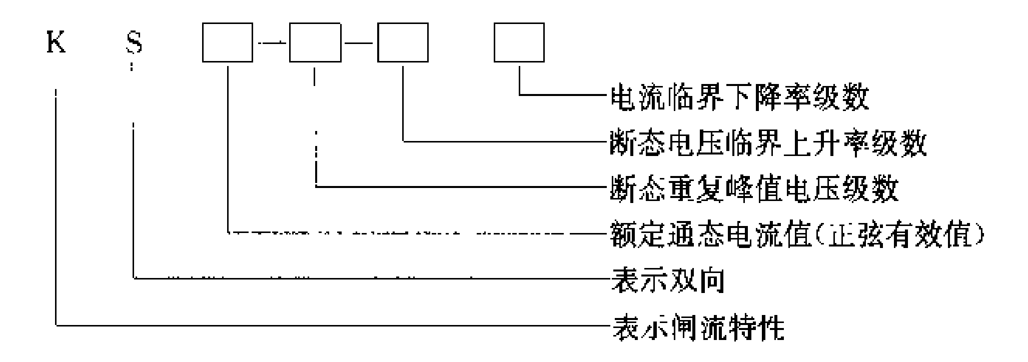
$$I_{T(AV)}=\frac{\sqrt{2}\,I_{T(RMS)}}{\pi}$$

换言之，一个额定通态电流为100A的双向晶闸管，仅可代替两个反向并联使用的额定通态平均电流为45A的普通晶闸管。

双向晶闸管常在电阻性负载电路中用作相位控制，也可用作固态继电器，有时还用于电动机控制。

（3）双向晶闸管的型号、选择原则和简单测试。

1）双向晶闸管的型号。根据JB2173－1977标准，双向晶闸管的型号规格为：



如KS100－8－21表示双向晶闸管，额定电流为100A，断态重复峰值电压8级（800V），断态电压临界上升率（du/dt）为2级（不小于200V/μs），换向电流临界下降率（di/dt）为1级（不小于1%V/μs）。

2）双向晶闸管的简单测试。对于双向晶闸管，在按普通晶闸管检查的基础上，将表棒的极性反过来再按同样的方法重复一次检查。这是由于双向晶闸管是用在交流状态下的，所以在两种极性检查时都应该导通，但一般来说，双向晶闸管与可控晶闸管相比，控制极的灵敏度低得多。

1.3 门极可关断晶闸管（GTO）

可关断晶闸管是门极可关断晶闸管的简称，常写作 GTO（Gate Turn-Off Thyristor），它具有普通晶闸管的全部优点，如耐压高、电流大、耐浪涌能力强、使用方便和价格低等。同时它又具有自身的优点，如具有自关断能力、工作效率较高、使用方便、无需辅助关断电路等。GTO 可用门极信号控制其关断，是一种应用广泛的大功率全控开关器件，在高电压和大中容量的斩波器及逆变器中获得了广泛应用。

1.3.1 GTO 的结构和工作原理

1. GTO 的结构

GTO 也是四层 PNPN 结构、三端引出线（A、K、G）的器件。但和普通晶闸管不同的是：GTO 内部可看成是由许多 P1N1P2N2 四层结构的小晶闸管并联而成的，这些小晶闸管的门极和阴极并联在一起，成为 GTO 元，所以 GTO 是集成元件结构，而普通晶闸管是独立元件结构。正是由于 GTO 和普通晶闸管在结构上的不同，因而在关断性能上也不同。图 1-14 给出了 GTO 的结构示意图、等效电路及电气符号。GTO 的外形与普通晶闸管相同。

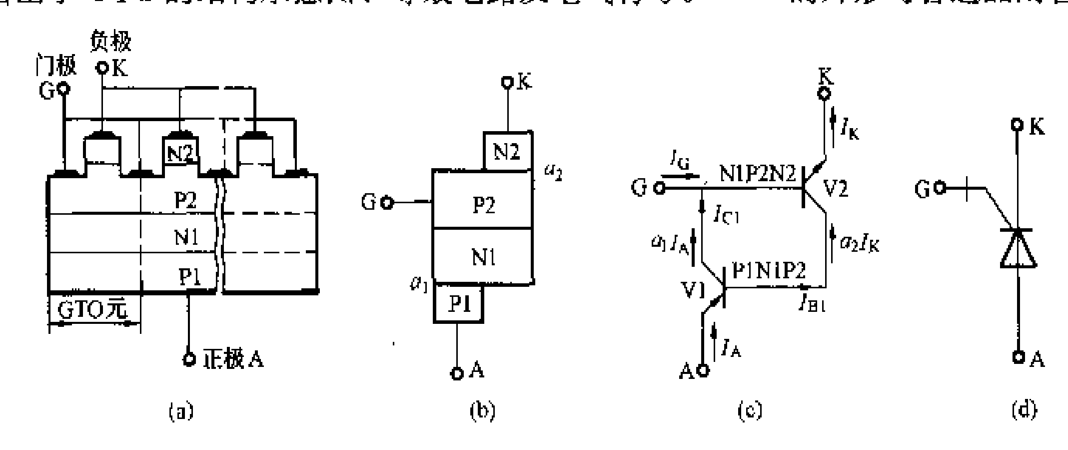


图 1-14 GTO 的结构示意图、等效电路及电气符号

(a) GTO 的结构示意图；(b)、(c) GTO 的等效电路；(d) GTO 的电气符号

2. GTO 的工作原理

由于 GTO 也具有 P1N1P2N2 四层结构，所以同样可用双晶体管模型来分析其工作原理。其中，α_1 和 α_2 分别为 P1N1P2 和 N1P2N2 的共基极电流放大倍数，α_1 比 α_2 小，GTO 与晶闸管最大区别就是回路增益 $\alpha_1+\alpha_2$ 数值不同。

GTO 的开通原理与晶闸管一样。当 GTO 的阳极加正向电压，门极加足够的正脉冲信号后，GTO 即可进入导通状态。

当 $\alpha_1+\alpha_2\approx 1$ 时，双晶体管处于临界饱和导通状态；$\alpha_1+\alpha_2\gg 1$ 时，双晶体管处于饱和度较深的导通状态；$\alpha_1+\alpha_2<1$ 时，双晶体管处于关断状态。

通常 GTO 导通时，双晶体管的 $\alpha_1+\alpha_2\approx 1.05$，因而元件处于略过临界的导通状态，GTO 用门极负信号使 $\alpha_1+\alpha_2<1$，为关断 GTO 提供了有利条件。而普通晶闸管导通时 $\alpha_1+\alpha_2\approx 1.15>1$，器件饱和度较深，用门极负脉冲不足以使 $\alpha_1+\alpha_2$ 达到小于 1 的程度，也就

不能用门极负信号来关断晶闸管，这是GTO与晶闸管的一个极为重要的区别。

当GTO处于导通状态时，对门极加负的关断脉冲，晶体管P1N1P2的I_{C1}被抽出，形成门极负电流$-I_G$，此时N1P2N2晶体管的基极电流相应减小，进而使I_{C2}减小，再引起I_{C1}的进一步下降，如此循环下去，最终导致GTO的阳极电流消失而关断。当GTO门极关断负电流$-I_G$达到最大值时，I_A开始下降，此时也将引起α_1和α_2的下降，当$\alpha_1+\alpha_2 \leqslant 1$时，器件内部正反馈作用停止，$\alpha_1+\alpha_2=1$为临界关断点。GTO的关断条件为$\alpha_1+\alpha_2<1$。

由于GTO处于临界饱和状态，用抽走阳极电流的方法破坏其临界饱和状态，能使器件关断。而晶闸管导通之后，处于深度饱和状态，用抽走阳极电流的方法不能使其关断。

1.3.2 GTO的特性和主要参数

1. 阳极伏安特性

GTO的阳极伏安特性与普通晶闸管相同，故不再介绍。

2. 开通特性

当GTO的阳极加正向电压，同时门极加正向电流时，GTO由断态转为通态。开通时间t_{on}由延迟时间t_d和上升时间t_r组成，即$t_{on}=t_d+t_r$。GTO的$t_d \approx 1-2\mu s$，而t_r则随I_A的增大而增大，如图1-15（a）、（b）所示。

3. 关断特性

当GTO导通时，对它的门极加适当的负脉冲电流，可关断GTO元件。关断时的阳极电流I_A、阳极电压U_A（管压降）随时间变化的曲线见图1-15。由图可知，关断过程分为储存时间t_s、下降时间t_f、拖尾时间t_t。关断时间一般指存储时间t_s和下降时间t_f之和，而不包括拖尾时间t_t，即$t_{off}=t_s+t_f$，t_s随I_A的增大而增大，一般小于2μs。储存时间t_s为从关断过程开始到出现关断状态为止的区间，在这段时间内从门极抽走大量过剩载流子，GTO的导通区不断被压缩。下降时间t_f对应阳极电流迅速下降，阳极电压不断上升。在这段过程中，GTO的中心区域开始退出饱和，继续从门极抽出载流子。拖尾时间t_t则是从阳极电流降到极小值开始，直到最终达到维持电流为止的时间。

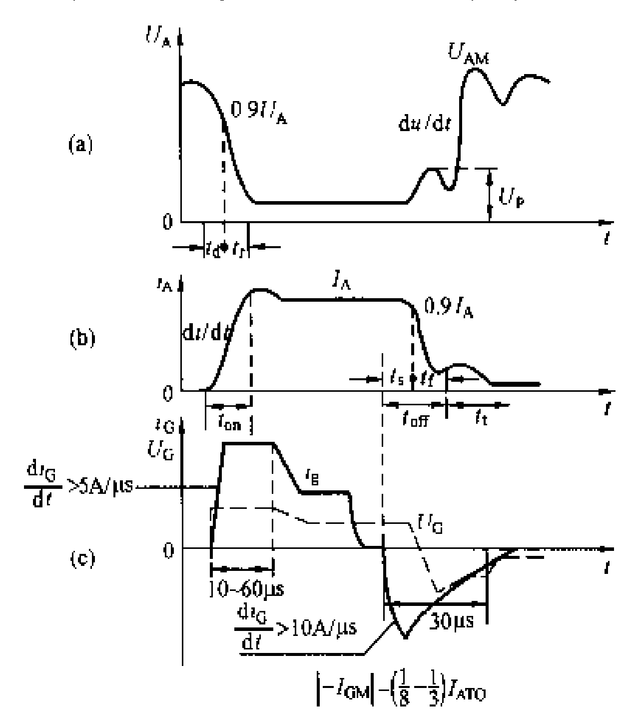


图1-15 GTO的开关电压、电流及门极电流波形

（a）GTO的开关电压波形；（b）GTO的开关电流波形；（c）GTO的门极电流波形

4. 主要参数

GTO的许多参数都和普通晶闸管相应的参数意义相同，但也有一些参数与普通晶闸管不同，现说明如下：

（1）最大可关断阳极电流I_{ATO}：指用门极电流可以重复关断的阳极峰值电流，也称可关

断阳极峰值电流。I_{ATO}是GTO的一个特征参数，常作为GTO的标称电流。若电流过大，则$\alpha_1+\alpha_2$稍大于1的条件可能被破坏，使器件饱和程度加深，导致门极关断失效。

(2) 阳极尖峰电压U_p：如图1-15所示，在GTO关断过程中，在下降时间的尾部出现了一个阳极尖峰电压U_p，这是一个极为重要的参数。尖峰电压超过一定值会引起GTO失效，其原因是GTO在电流下降时间内仍有大量载流子存在体内，U_p过高易引起电压穿通而使GTO失效。实验证明，U_p与I_{ATO}几乎成正比线性关系，U_p限制了I_{ATO}的增加。

(3) 关断增益β_{off}：指最大可关断阳极电流I_{ATO}与门极负电流最大值之比，即$\beta_{off}=I_{ATO}/|-I_{GM}|$。它表示GTO的关断能力，是一个重要的特征参数，其值一般为$\beta_{off}=3\sim8$。说明关断GTO，至少需要有（1/8～1/3）I_{ATO}大小的门极负电流。一般来说，电流增益较低。

(4) 维持电流I_H：GTO的维持电流是指阳极电流减小到开始出现GTO元不能再维持导通的电流值。可见，当阳极电流略小于维持电流时，仍有部分GTO元维持导通，这时若阳极电流回复到较高数值，已截止的GTO元不能再导电，就会引起维持导通状态的GTO元的电流密度增大，出现不正常的状态。

(5) 擎住电流I_L：擎住电流是指GTO元经门极触发后，阳极电流上升到保持所有GTO元导通的最低值。所以，门极必须有足够宽的脉冲，能使所有的GTO元都能达到可靠导通。

1.4 电力晶体管（GTR）

电力晶体管也称巨型晶体管（GTR—Giant Transistor），又称双极型功率晶体管（Bipolar Junction Transistor-BJT）。GTR和GTO一样具有自关断能力，属于电流控制型自关断器件。GTR可通过基极电流信号方便地对集电极一发射极的通断进行控制，并具有饱和压降低、开关性能好、电流大、耐压高等优点。GTR已实现了大功率、模块化、廉价化，被广泛用于交流电机调速、不停电电源和中频电源等电力变流装置中，并在中小功率应用方面取代了传统的晶闸管。

1.4.1 GTR的结构和工作原理

GTR的结构与小功率晶体管相似，也有三个电极，分别为B（基极）、C（集电极）、E（发射极）。GTR属三端三层两结的双极型晶体管，有两种基本类型，NPN型和PNP型。GTR（BJT）的基本结构及电气符号如图1-16所示。

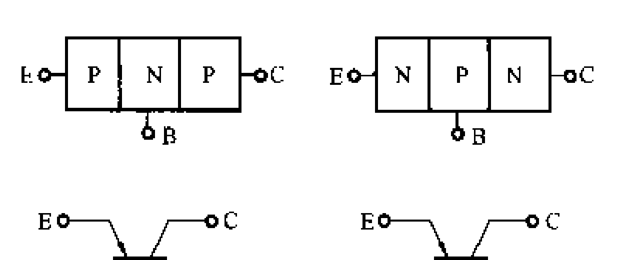


图1-16 GTR（BJT）的基本结构及电气符号

GTR的工作原理和普通双极型开关晶体管类似，在此不再赘述。GTR在应用中多数情况是采用共射极接法，处于开关工作状态。集电极电流I_C与基极电流I_B有以下关系$\beta=I_C/I_B$，β称为GTR的电流放大系数，它反映了基极电流对集电极电流的控制能力。产品说

明书中通常给出的是直流电流增益 h_{FE}，它是在直流工作条件下的集电极电流 I_C 与基极电流 I_B 之比，一般认为 $\beta = h_{FE}$。

1.4.2 GTR的特性和主要参数

1. GTR的静态（输出）特性

GTR共射电路的输出特性如图1-17所示，GTR的工作状态分为三个区域：

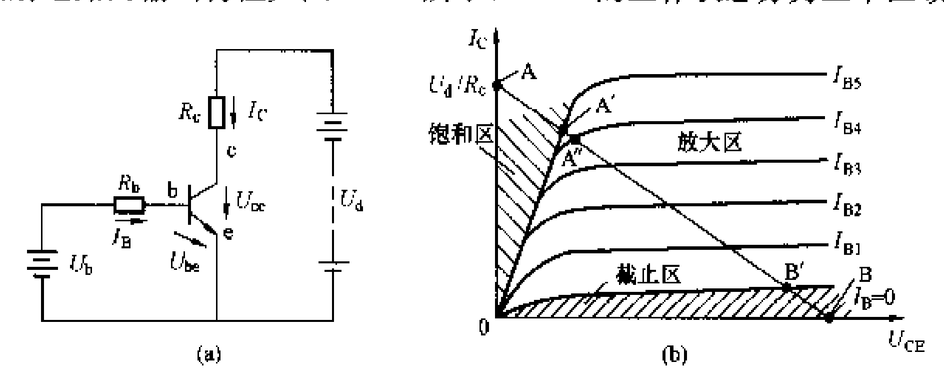


图1-17 GTR共射极电路的输出特性曲线

（1）截止区：特点是GTR的e结和c结均承受高反偏电压，仅有极少的漏电流存在，相当于开关断开（阻断）。

（2）放大区：特点是 $I_C = \beta I_B$，e结正偏、c结反偏，此时GTR功耗很大。

（3）饱和区：特点是e结和c结均正偏。GTR饱和导通，导通压降很小但通过电流却很大。相当于开关闭合（导通）。但关断时间长。

显然，GTR作为电力开关使用时，其断态工作点必须在截止区，通态工作点必须在饱和区。

2. GTR的动态（开关）特性

动态特性主要用来描述GTR开关过程的瞬态性能，常用开关时间来表示其优劣。GTR由断态过渡到通态所需时间称为开通时间 t_{on}。它对应于从 $i_B = 0.1I_B$ 时起，到 i_C 上升到 $i_C = 0.9I_{CS}$ 时止所需的时间；GTR由通态过渡到断态所需的时间称为关断时间 t_{off}，它对应于从 i_B 下降到 $i_B = 0.9I_B$ 时起，到 i_C 下降到 $i_C = 0.1I_{CS}$ 时止所需的时间。图1-18给出了开关过程中GTR的 i_B 和 i_C 波形的关系。图中：$t_{on} = t_d + t_r$，$t_{off} = t_s + t_f$。

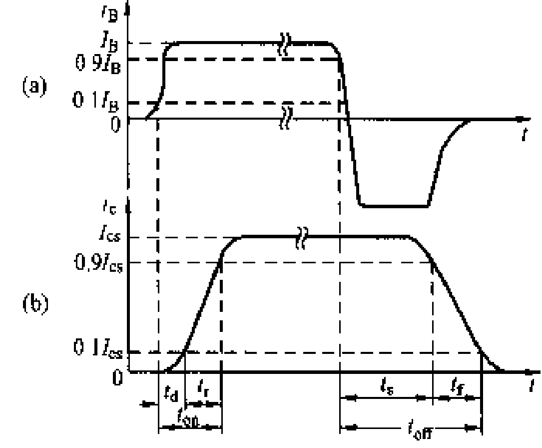


图1-18 开关过程中GTR的 i_B 和 i_C 波形的关系

一般开通时间为纳秒数量级，比关断时间要小得多；关断时间的数值在微秒数量级。

由于GTR在放大区中的 i_C 和 u_{CE} 均较大，功耗也大，在GTR的导通与关断过程中都要经过放大区，因此，应尽可能缩短开关时间，以减少其开关损耗。其措施有：选择电流增益小的器件，防止深饱和，增加反向驱动电流等。

3. GTR的主要参数

（1）电压。电压参数体现了GTR的耐压能力。若所施加的电压超过这些规定值时，就会发生一次击穿。击穿电压不仅和GTR本身特性有关，还和外部电路的接法有关。当发射极开路时，集电极和基极的反向击穿电压为BU_{CBO}；当基极开路时，集电极和发射极间的击穿电压为BU_{CEO}；当发射极与基极间用电阻连接或短路连接时，集电极和发射极间的击穿电压为BU_{CER}和BU_{CES}；当发射结反向偏置时，集电极和发射极间的击穿电压为BU_{CEX}。这些击穿电压之间的关系为

$$BU_{CBO} > BU_{CES} > BU_{CER} > BU_{CEO}$$

为确保安全，实际应用时的最高工作电压$U_{TM} = (1/3 \sim 1/2)BU_{CEO}$。

（2）集电极电流额定值I_{CM}。对I_{CM}的规定有两种情况：一种是以β值下降到额定值的1/2～1/3时的I_C值定为I_{CM}；另一种是以结温和耗散功率为尺度来确定I_{CM}。超过这些额定值时将导致GTR内部结构件的烧毁。实际使用时要留有较大的安全裕量，一般只能用到I_{CM}的一半左右。

（3）最大耗散功率P_{CM}。最大耗散功率是指GTR在最高允许结温时对应的耗散功率，它是GTR容量的重要标志。P_{CM}受结温的限制，由集电结工作电压U_{CE}和集电极电流I_C的乘积所决定。

（4）直流电流增益h_{FE}。直流电流增益表示GTR的电流放大能力，为直流工作时集电极电流和基极电流之比，即$h_{FE} = I_C/I_B$。通常可认为$\beta \approx h_{FE}$，GTR的h_{FE}越大，其要求的驱动电路功率越小。单管GTR的h_{FE}值较小，通常$h_{FE} = 5 \sim 35$；达林顿型GTR的h_{FE}范围较大，为50～20000。

（5）开关频率。很多情况下，GTR是工作在开关状态，因此开关频率是一个重要参数。应用时，总是希望GTR的开通时间t_{on}和关断时间t_{off}越小越好。

（6）最高结温额定值。GTR最高结温由半导体材料性质、器件工艺、封装质量及可靠性等因素所决定。通常，塑料封装的硅管结温T_{JM}为125～150℃；金属封装的硅管的T_{JM}为150～175℃。高可靠平面管的T_{JM}为175～200℃。

1.4.3 GTR的二次击穿与安全工作区

1. 二次击穿

GTR的一次击穿是指集电结反偏时，空间电荷区发生载流子雪崩倍增，I_C骤然上升的现象。其特点是：击穿发生时，虽然I_C急剧增大，但集电结电压基本不变。在发生一次击穿时，如果有外接电阻限制电流的进一步增加，一般不会引起GTR的性能变坏，此时BU_{CEO}称为一次击穿电压。

在发生一次击穿后，若不有效地限制电流I_C，则I_C在继续增加的同时伴随着U_{CE}的陡然下降，这种现象称为二次击穿。发生二次击穿后，在ns～μs数量级的时间内，器件内部出现明显的电流集中和过热点，轻者使GTR耐压降低、特性变差；重者使c结和e结熔通，造成GTR永久性损坏。因此，二次击穿是GTR突然损坏的主要原因之一。需要指出的是，负载性质、脉冲宽度、电路参数、材料、工艺以及基极驱动电路的形式等都会影响二次击穿。

2. 安全工作区

将不同基极电流下的二次击穿临界点连接起来，就构成了二次击穿功率 P_{SB} 的限制线。这样，GTR工作时不仅不能超过最高电压 U_{CEmax}、集电极最大电流 I_{CM} 和最大耗散功率 P_{CM}，同时也不能超过二次击穿功率 P_{SB} 临界线。这些限制条件就构成了GTR的安全工作区SOA（Safe Operating Area），如图1-19所示。其中曲线ABCDF所示为不考虑二次击穿时的正偏安全工作区；考虑二次击穿后，正偏安全工作区SOA由OABCEFO曲线围成。

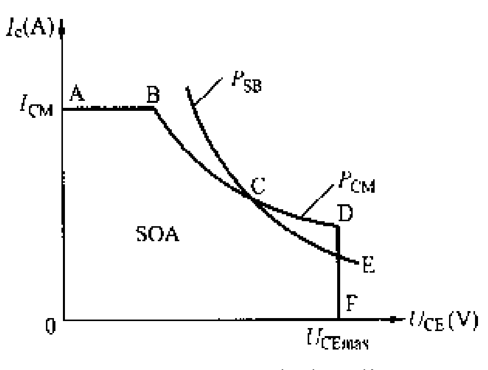


图1-19 GTR的安全工作区

1.5 功率场效应晶体管（P-MOSFET）

功率场效应晶体管（Power Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor）简称P-MOSFET。其特点是：属电压型全控器件、控制极静态内阻极高（$10^9\Omega$）、驱动功率很小、工作频率高、热稳定性好、无二次击穿、安全工作区宽等；但P-MOSFET的电流容量小、耐压低、功率不易做得过大。常用于中小功率开关电路中。

1.5.1 P-MOSFET的结构和工作原理

1. P-MOSFET的结构

P-MOSFET和小功率MOS管导电机理相同，但在结构上有较大的区别。小功率MOS管是一次扩散形成的器件，其栅极G、源极S和漏极D在芯片的同一侧。而P MOSFET主要采用立式结构，如图1-20所示，其三个外引电极与小功率MOS管相同，为栅极G、源极S和漏极D，但不在芯片的同一侧。P-MOSFET的导电沟道分为N沟道和P沟道，栅偏压为零时漏源极之间就存在导电沟道的称为耗尽型，栅偏压大于零（N沟道）才存在导电沟道的称为增强型。

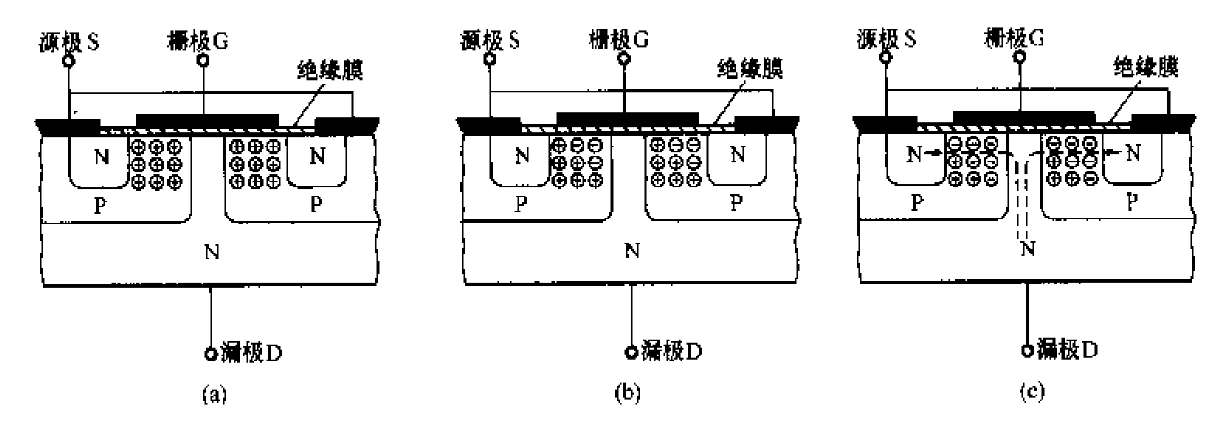


图1-20 P-MOSFET结构示意图

图1-21是P-MOSFET的电气符号，图1-21（a）表示N沟道P-MOSFET，电子流出源极；图1-21（b）表示P沟道P-MOSFET，空穴流出源极。

从结构上看，P-MOSFET还含有一个由S极下的P区和D极下的N区形成的寄生二极

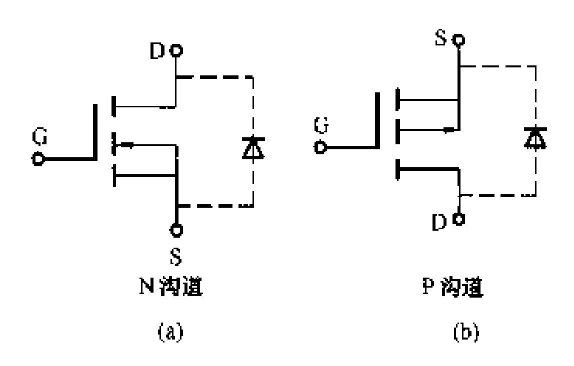


图1-21 P-MOSFET的电气符号
(a) N沟道P-MOSFET；(b) P沟道P-MOSFET

管，该寄生二极管的阳极和阴极就是功率MOSFET的S极和D极，它是与MOSFET不可分割的整体，使P-MOSFET无反向阻断能力。图1-21（a）和（b）中所示虚线部分为寄生二极管。

2. P-MOSFET的工作原理

（1）当栅源极电压$U_{GS}=0$时，栅极下的P型区表面呈现空穴堆积状态，不可能出现反型层，无法沟通漏源。此时，即使在漏源之间施加电压，MOS管也不会导通。如图1-20（a）所示。

（2）当栅源极电压$U_{GS}>0$且不够充分时，栅极下面的P型区表面呈现耗尽状态，还是无法沟通漏源，此时MOS管仍保持关断状态。如图1-20（b）所示。

（3）当栅源极电压U_{GS}达到或超过一定值时，栅极下面的硅表面从P型反型成N型，形成N型沟道把源区和漏区联系起来，从面把漏源沟通，使MOS管进入导通状态。如图1-20（c）所示。

1.5.2 P-MOSFET的特性和主要参数

1. 转移特性

转移特性是指在输出特性的饱和区内，维持U_{DS}不变时，U_{GS}与I_D之间的关系曲线，如图1-22（a）所示。转移特性表示器件输入电压U_{GS}对输出电流I_D的控制作用和放大能力，与GTR中的电流增益相仿。图1-22中U_T是P-MOSFET的开启电压（又称阀值电压）。

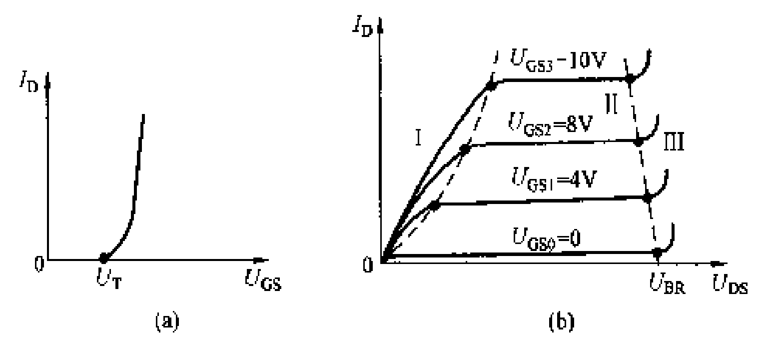


图1-22 P-MOSFET的转移特性和输出特性
(a) 转移特性；(b) 输出特性

2. 输出特性

P-MOSFET的输出特性如图1-22（b）所示，它反映的是当U_{GS}一定时，I_D与U_{DS}间的关系曲线族。当$U_{GS}<U_T$时，P-MOSFET处于截止（断态）；当$U_{DS}>U_{BR}$时，器件将被击穿，使I_D急剧增大；当$U_{GS}>U_T$时，P-MOSFET导通。第Ⅰ象限特性曲线表示P-MOSFET正向导通时的情况，它分为三个区域，即线性导电区Ⅰ，饱和恒流区Ⅱ和雪崩击穿区Ⅲ。

线性导电区Ⅰ的特点是：当U_{GS}一定时，I_D几乎随U_{DS}线性增长，对应于沟道未夹断时的情况。

饱和恒流区Ⅱ的特点是：U_{GS}对I_D的控制力增强，I_D随U_{GS}的增大而增大，而U_{DS}对I_D影响甚微，对应于沟道夹断时的情况，常用于线性放大。

雪崩击穿区Ⅲ的特点是：D极PN结上反偏电压U_{DS}过高而发生雪崩击穿，I_D突然增大。器件使用时应避免出现这种情况，否则会使器件损坏。

当P-MOSFET用作电子开关时，导通时它必须工作在线性导电区Ⅰ，否则其通态压降太大，功耗也大。第Ⅲ象限反向特性曲线未画，由于器件存在反并联的寄生二极管，故

P-MOSFET 无反向阻断能力，加反向电压时器件导通，可看作是逆导器件。

3. 开关特性

P-MOSFET 的开关时间很短，影响开关速度的主要因素是器件的极间电容。P-MOSFET 开关过程及开关时间如图 1-23 所示。

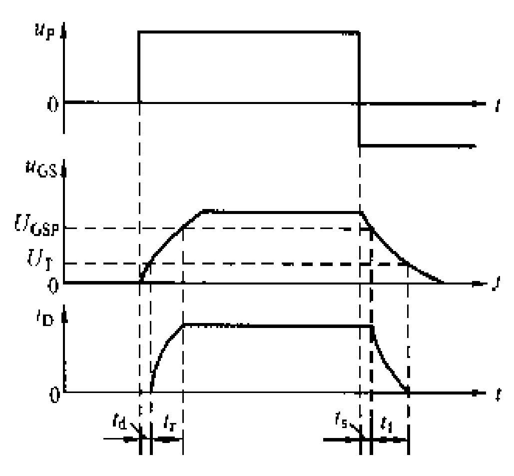


图 1-23 P-MOSFET 开关过程及开关时间

图 1-23 中 u_p 为驱动信号，u_{GS} 为栅极电压，i_D 为漏极电流。当 u_p 信号到来时，栅极输入电容 C_{in} 有一充电过程，使栅极电压 u_{GS} 只能按指数规律上升。当 $u_{GS}=U_T$ 时，开始形成导电沟道，出现漏极电流 i_D，这段时间称为开通延迟时间 t_d。以后 u_{GS} 继续指数增长，i_D 也随之增长，MOS 管内沟道夹断长度逐渐缩短。当 MOS 管脱离预夹断状态后，i_D 不再随沟道宽度增加而增大，到达其稳定值。漏极电流从零上升到稳定值所需时间称为上升时间 t_r，故 P-MOSFET 的开通时间为 $t_{on}=t_d+t_r$。

当 u_p 信号下降为零后，器件开始进入关断过程，输入电容 C_{in} 上的储存电荷将通过驱动信号源的内阻和栅极电阻 R_G 放电，使栅极电压 u_{GS} 按指数规律下降，导电沟道随之变窄，直到沟道缩小到预夹断状态（此时栅极电压下降到 u_{GSP}），i_D 电流才开始减少，这段时间称为关断延迟时间 t_s。以后 C_{in} 会继续放电，u_{GS} 继续下降，沟道夹断区增长，i_D 亦继续下降，直到 $u_{GS}<U_T$，沟道消失，$i_D=0$。漏极电流从稳定值下降到零所需时间称为下降时间 t_f，故 P-MOSFET 的关断时间为：$t_{off}=t_s+t_f$。$i_D=0$ 后，C_{in} 继续放电，直至 $u_{GS}=0$ 为止，完成一次开关周期。

由上可见，P-MOSFET 的开关速度和其输入电容的充放电时间有很大关系，使用者虽无法降低 C_{in} 的值，但可降低驱动信号源的内阻，从而减少栅极回路的充放电时间常数，加快开关速度。P-MOSFET 的工作频率可达 100kHz 以上，是各种电力电子器件中最高的。

4. 主要参数

P-MOSFET 的静态参数主要有：

（1）通态电阻 R_{on}：在确定的 u_{GS} 下，P-MOSFET 由线性导电区进入饱和恒流区时的直流电阻，它是影响最大输出功率的重要参数。

（2）开启电压 U_T：是指沟道体区形成沟道所需的最低栅极电压。开启电压一般为 $U_T=2\sim4V$。

（3）漏极击穿电压 BU_{DS}：是为避免器件进入雪崩击穿区而设的极限参数。选定工作电压时，要依据器件的 BU_{DS} 确定，并留有充分的余量。

（4）栅源击穿电压 BU_{GS}：表征 P-MOSFET 栅源极间所能承受的最高正、反向电压，是为防止绝缘栅层因 U_{GS} 过高发生介质电击穿而设定的参数。一般栅源电压的极限值为±20V。

（5）漏极连续电流 I_{DC} 和漏极峰值电流 I_{DM}：是表征 P-MOSFET 在连续电流下和脉冲电流下的电流容量。

（6）极间电容：包括栅源电容 C_{GS}、栅漏电容 C_{GD} 和漏源电容 C_{DS}。前两者由 MOS 结构的绝缘层形成，后者由 PN 结构成。但一般生产厂家并不提供极间电容值，而只给出输入

电容C_{in}、输出电容C_{out}及反馈电容C_f，它们与极间电容的关系换算式为

$$C_{in}=C_{GS}+C_{GD};\quad C_{out}=C_{GD}+C_{DS};\quad C_f=C_{GD}$$

显然，C_{in}、C_{out}和C_f均与漏源电容C_{GD}有关。

（7）开关时间：包括开通时间t_{on}和关断时间t_{off}。

5. 安全工作区

P-MOSFET没有二次击穿问题，故安全工作区非常宽。但由于P-MOSFET的通态电阻R_{on}较大，所以在低电压时，不仅受最大电流的限制，而且还要受自身功耗的限制。

1.6 绝缘栅双极型晶体管（IGBT）

绝缘栅双极型晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor，简称IGBT）是由功率MOSFET与双极晶体管GTR混合组成的电压控制型双极自关断器件。它将MOSFET和GTR的优点集于一身，既具有MOSFET输入阻抗高、开关速度快、工作频率高、热稳定性好、无二次击穿和驱动电路简单的长处，又有GTR通态压降低、耐压高和承受电流大的优点。从20世纪80年代中期到现在，该器件已经更换三代，具有广泛的应用领域；今后的发展方向有两个，一是追求更低损耗和更高速度，二是追求更大容量。

1.6.1 IGBT的结构和工作原理

1. IGBT的基本结构

IGBT的基本结构是在P-MOSFET的漏极（N^+基板）上加一层P^+基板（IGBT的集电极C）形成四层结构，在C－E极之间由PNP－NPN晶体管构成IGBT的输出部分，设计时尽可能使NPN晶体管不起作用。因此，可以认为IGBT的工作与NPN晶体管无关，可以将IGBT看成是以N沟道MOSFET为输入级，PNP晶体管作为输出级的单向达林顿晶体管。它是以GTR为主导元件，MOSFET为驱动元件的复合器件。其结构示意图、等效电路、电气符号如图1-24所示。外部有三个电极，分别为G门极、C集电极、E发射极。

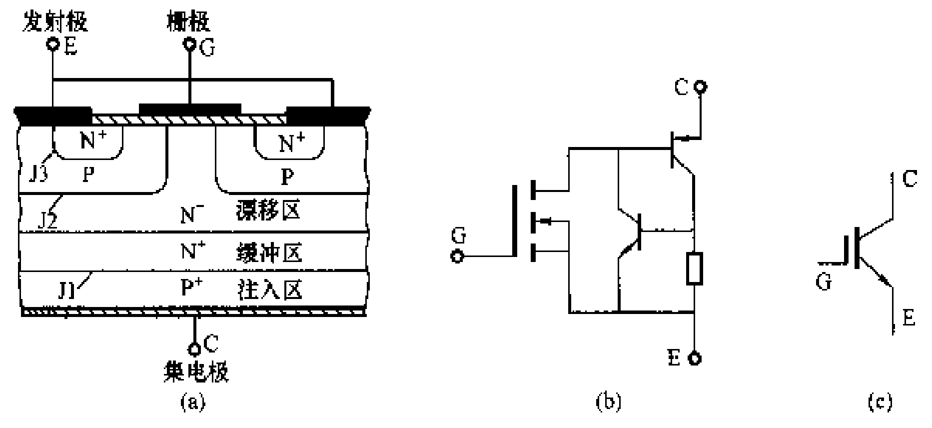


图1-24 IGBT结构示意图、等效电路、电气符号

（a）IGBT结构示意图；（b）IGBT等效电路；（c）IGBT电气符号

2. IGBT的工作原理

由IGBT的等效电路可看出，IGBT是一种场控器件，它的开通与关断由G极和E极之间的门极电压U_{GE}所决定。

当IGBT门极加上正电压时，MOSFET内形成沟道，并为PNP晶体管提供基极电流，使IGBT导通；当IGBT门极加上负电压时，MOSFET内沟道消失，切断PNP晶体管的基

极电流，IGBT关断。

当$U_{CE}<0$时，J3的PN结处于反偏状态，IGBT呈反向阻断状态。

当$U_{CE}>0$时，分两种情况：

(1) 若门极电压$U_{GE}<U_T$（开启电压），沟道不能形成，IGBT呈正向阻断状态。

(2) 若门极电压$U_{GE}>U_T$（开启电压），绝缘门极下的沟道形成，并为PNP晶体管提供基极电流，从而使IGBT导通。此时，空穴从P^-区注入到N基区（N^+和N^-）进行电导调制，减少了N基区电阻R_N的值，使得高耐压的IGBT也具有很低的通态压降。

IGBT的驱动原理与MOSFET基本相同。但因为注入的空穴为少数载流子，这些少数载流子需要一定的时间通过复合而消失，即集电极电流需要一定的时间逐渐衰减，所以IGBT的开关速度比MOSFET要慢。

1.6.2 IGBT的特性和主要参数

1. 静态特性

IGBT的静态特性主要有输出特性及转移特性，如图1-25所示。

(1) IGBT的输出特性。IGBT的输出特性也称伏安特性，它描述以栅射电压U_{GE}为参变量时，集电极电流I_C与集射极间电压U_{CE}之间的关系。IGBT的输出特性如图1-25（a）所示，该特性与GTR的输出特性相似，只是控制量不同。由图1-25（a）可见，输出特性分为正向输出特性（第Ⅰ象限）和反向输出特性（第Ⅲ象限）。正向输出特性又分为可调电阻区Ⅰ、恒流饱和区Ⅱ、雪崩区Ⅲ。在可调电阻区Ⅰ，U_{CE}增大，I_C增大；在恒流饱和区Ⅱ，对于一定的U_{GE},U_{CE}增大，I_C不再随着U_{CE}增大。

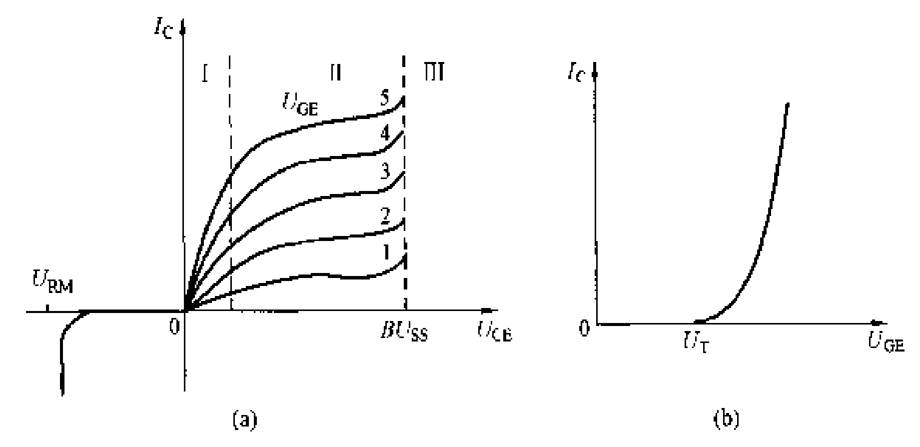


图1-25 IGBT的输出特性、转移特性
(a) IGBT的输出特性；(b) IGBT的转移特性

(2) IGBT转移特性。IGBT的转移特性是指集电极电流I_C与栅射电压U_{GE}之间的关系，如图1-25（b）所示。与P-MOSFET的转移特性相似。当$U_{GE}<U_T$（开启电压）时，IGBT处于截止状态；当$U_{GE}>U_T$时，IGBT导通，且在大部分集电极电流范围内，I_C与U_{GE}是线性关系。只有当U_{GE}接近U_T时才呈非线性关系。加在栅射间的最高电压受最大集电极电流I_{CM}的限制。同P-MOSFET相比，IGBT的通态压降要小得多，1000V的IGBT约有2～5V的通态压降，这是因为IGBT中N基区存在电导调制作用的缘故。

2. IGBT动态特性

IGBT的动态特性包括开通过程和关断过程两个方面，如图1-26所示。

IGBT的开通过程是从正向阻断状态到正向导通的过程。在开通过程中，大部分时间是

作为 MOSFET 来运行的。t_d 为开通延迟时间，t_r 为电流上升时间，开通时间为

$$t_{on}=t_d+t_r$$

而集射电压 U_{CE} 下降分为 t_{fu1} 和 t_{fu2} 两段。t_{fu1} 段为 MOSFET 单独工作时的电压下降时间；t_{fu2} 为 MOSFET 和 PNP 管两个器件同时工作，PNP 管从放大进入饱和时的电压下降时间。IGBT 的关断过程是从正向导通状态转换到正向阻断状态的过程，关断时间为

$$t_{off}=t_s+t_f$$

式中 t_s——关断储存时间；

t_f——电流下降时间。t_f 又可分为 t_{f1} 和 t_{f2} 两段，t_{f1} 对应 MOSFET 的关断过程；t_{f2} 对应于 PNP 晶体管的关断过程。

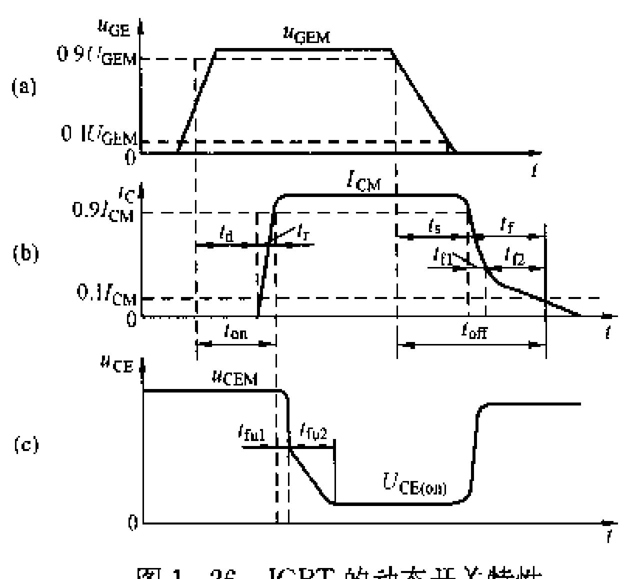


图 1-26 IGBT 的动态开关特性

IGBT 的开关时间还与集电极电流 I_C、栅极串接电阻 R_G 和结温 T_j 等参数有关，I_C 越大、R_G 越高以及 T_j 增高都将使 IGBT 的开关时间增加。其中 R_G 对开关时间的影响较大，实际应用中可改变 R_G 来改变开关时间。

3. IGBT 的主要参数

（1）集射极击穿电压 BU_{CES}。集射极击穿电压 BU_{CES} 为 IGBT 的最高工作电压，它取决于 IGBT 内部 PNP 晶体管所能承受的击穿电压值。击穿电压 BU_{CES} 的大小与结温成正温度系数关系。

（2）开启电压 U_T 和最大栅射极电压 BU_{GES}。开启电压 U_T 是 IGBT 导通所需的最低栅射极电压，即转移特性与横坐标的交点电压。U_T 具有负温度系数，约为 −5mV/℃。在 25℃条件下，U_T 一般为 2～6V。由于 IGBT 的驱动为 MOSFET，应将最大栅射极电压限制在±20V 以内，最佳值一般取 15V 左右。

（3）通态压降 $U_{CE(on)}$。通态压降 $V_{CE(on)}$ 指 IGBT 处于导通状态时集射极间的导通压降。它决定了 IGBT 的通态损耗，此值越小，管子的功率损耗越小。一般 $U_{CE(on)}$ 约为 2.5～3.5V。

（4）集电极连续电流 I_C 和峰值电流 I_{CP}。IGBT 集电极允许流过的最大连续电流 I_C 为 IGBT 的额定电流。IGBT 还规定了最大集电极峰值电流 I_{CP}（条件为脉宽 1ms）。一般情况下，峰值电流 I_{CP} 为额定电流 I_C 的 2 倍左右。此外，为了避免动态擎住现象发生，规定了最大集电极电流 I_{CM}。三者间关系为

$$I_C<I_{CP}<I_{CM}(I_C=1/2I_{CP},I_C=1/6I_{CM})$$

1.6.3 IGBT 的擎住效应与安全工作区

1. IGBT 的擎住效应

由图 1-24（a）所示的 IGBT 结构图可知，IGBT 管内还存在一个由 P^+NP 和 N^+PN 两个晶体管构成的寄生晶闸管，同时 P 基区内存在一个沟道体区电阻 R_N，如图 1-27 所示，在 C—E 极之间就存在一个晶闸管的等效电路，而晶闸管的主要特点之一是具有自锁能力，

即一旦导通则不易关断，除非阳极电流降至擎住电流之下。在什么情况下C—E之间表现为晶闸管工作特性呢?

正常工作电流状态下，P型沟边体区的横向空穴流会在R_N上产生一定压降。对J3结来说，相当于加一个正偏电压，这个正偏电压不大，不足以使N^+PN晶体管导通，寄生晶闸管不起作用。而当集电极电流I_C大到一定程度时，R_N上压降升高。N^+PN晶体管会因过高的正偏置而导通，进而使N^+PN和P^+NP晶体管处于饱和状态，于是寄生晶闸管开通，门极失去控制作用，这种现象称为IGBT的擎住效应。IGBT一旦发生擎住效应，则器件失控，集电极连续电流很大，造成过高的功耗，最后导致器件损坏。

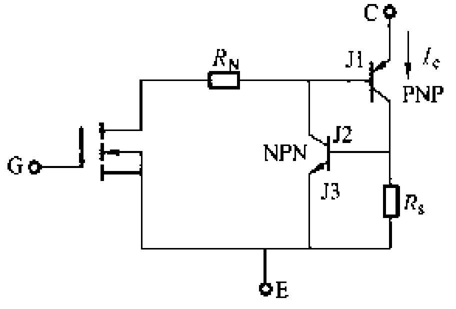


图1-27 具有寄生晶闸管的IGBT等效电路

擎住现象有静态和动态之分，静态擎住效应是指集电极电流大于某临界值I_{CP}后产生的擎住现象，其原因如上所述；动态擎住效应是指在关断过程中由于集射电压U_{CE}上升过快而产生的擎住现象，其原因是由于du_{CE}/dt很大，在J2结上引起正偏电压，造成寄生晶闸管开通。此外，动态擎住效应还受漏极电流I_C及结温T_j等因素的影响。动态擎住所允许的漏极电流比静态擎住时要小，因此，生产厂规定的I_{CP}值是按动态擎住所允许的最大漏极电流而确定的。

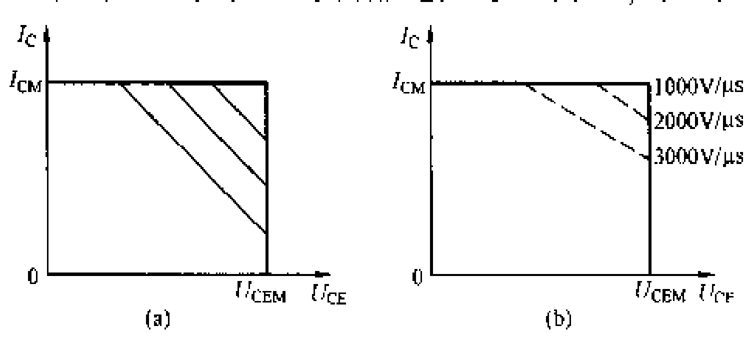


图1-28 IGBT的安全工作区

(a) 正向偏置安全工作区；(b) 反向偏置安全工作区

2. 安全工作区

IGBT开通时的正向偏置安全工作区（FBSOA），由电流、电压和功耗三条边界极限线包围而成。最大集电极电流I_{CM}是根据避免动态擎住而确定的，最大集射极电压U_{CEM}是由IGBT中PNP晶体管的击穿电压所确定；最大功耗则由最高允许结温所决定。IGBT导通时间长，发热严重，因而相应的安全工作区变窄。IGBT的正向偏置安全工作区如图1-28（a）所示。

反向偏置安全工作区（RBSOA）是IGBT在关断状态下的参数极限范围。RBSOA由最大集电极电流I_{CM}、最大集射极间电压U_{CEM}和电压上升du_{CE}/dt三条极限边界所包围。du_{CE}/dt越高，RBSOA范围越窄。IGBT的反向偏置安全工作区如图1-28（b）所示。

1.7 其他新型电力电子器件

1.7.1 MOS控制晶闸管（MCT）

MOS控制晶闸管简称MCT（MOS Controlled Thyristor），也叫做MOS控制的GTO，是一种集成度远高于GTO，以SCR-MOSFET复合器件为集成单元的新型大功率集成开关

器件。MCT将MOSFET的高输入阻抗、低驱动功率和开关速度快的特性，以及晶闸管的高电压、大电流特性结合在一起，同时又克服了晶闸管开关速度慢、不能自关断和MOSFET通态电压高的缺点。MCT也是一种电压型控制器件，并且开关频率与IGBT差不多，无二次击穿，是近几年来国内外重点开发的器件之一。随着MCT制造工艺和结构的进一步完善，制造成本的不断下降，它将在诸多应用领域内取代GTR和晶闸管，并与IGBT形成竞争的局面。

1. MCT的基本结构

MCT是一种高集成度器件，是在晶闸管结构中集成了一对MOSFET。根据MCT的沟道类型，MCT又分为P-MCT和N-MCT两类，目前产品多为P-MCT。图1-29是MCT的等效电路及电气符号。

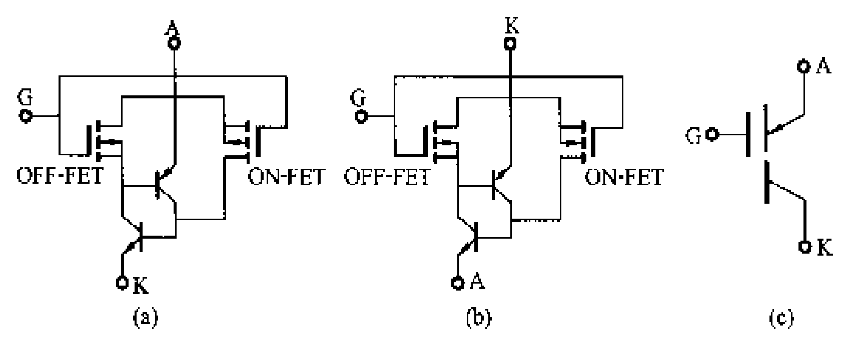


图1-29 MCT等效电路及电气符号

2. MCT的工作原理

MCT的电极和晶闸管一样，也有阳极A、阴极K和门极G，但门极控制原理却不相同。晶闸管是电流型控制器件，而MCT是电压型控制器件；晶闸管的控制信号加在门极与阴极两端，而MCT控制信号是加在门极与阳极两端。P-MCT的开通和关断过程如下：

当门极G相对于阳极A加负电压脉冲时，ON-FET导通，ON-FET的漏极电流作为NPN晶体管基极电流，经NPN管放大β_2倍后的集电极电流又作为PNP晶体管的基极电流，PNP管又放大β_1倍重新送入NPN管的基极，如此循环形成强烈的正反馈，当$\alpha_1+\alpha_2>1$时，MCT进入导通状态。

当门极相对于阳极加正电压脉冲时，OFF-FET导通，PNP晶体管的基极电流经OFF-FET流向阳极，使PNP管截止，从而破坏了晶闸管的正反馈，使MCT关断。一般使MCT导通的负脉冲电压为－5～－15V；使MCT关断的正脉冲电压为10～20V。

由上述MCT的工作原理分析可知，MCT与IGBT也有两个明显区别：①MCT的控制信号是脉冲电压，只起触发作用；而IGBT的控制信号为电压，必须一直加入。②虽然在结构上MCT和IGBT均为四层结构，但两者存在质的差别，MCT工作时必须产生正反馈，属PNPN器件；而IGBT工作时不能引起正反馈，否则会产生擎住效应。

3. MCT的优点

(1) 电压、电流容量大；

(2) 通态压降小；

(3) 极高的di/dt和du/dt容量；

(4) 开关速度快，开关损耗小；

(5) 工作温度高（200℃以上）。

1.7.2 集成门极换流晶闸管（IGCT）

集成门极换流晶闸管（Integrated Gate Commutated Thyristor—IGCT）是一种用于巨型

电力电子装置的新型电力半导体器件，也有人称为发射极关断晶闸管（ETO）。它是把MOSFET从器件内部拿到外部的MCT。IGCT是以GTO为基础，将GTO芯片与反并联二极管和门极驱动电路集成在一起，再与门极驱动器在外围以低电感方式连接。IGCT结合了晶体管和晶闸管两种器件的优点，具备晶体管的稳定的关断能力和晶闸管的低通态损耗的特性。IGCT的电气符号见图1-30。

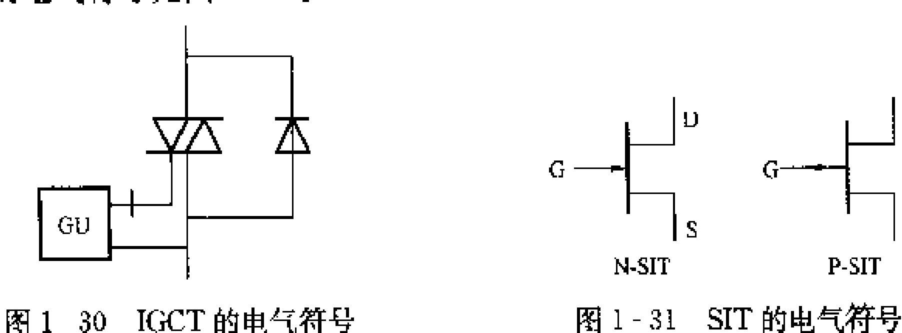


图1-30 IGCT的电气符号　　图1-31 SIT的电气符号

IGCT的主要特点：

(1) 高阻断电压；

(2) 大导通电流；

(3) 低导通电压降；

(4) 可忽略不计的开关损耗；

(5) 很小的关断时间（小于3μs）。

与标准GTO相比，IGCT的最显著特点是存储时间短，因此器件之间关断时间的差异很小，可方便地将IGCT进行串并联，适合应用于大功率的范围。

1.7.3 功率模块与功率集成电路

功率集成电路（Power Integrated Circuit—PIC）是电力电子技术与微电子技术相结合的产物。PIC是将以前的电力电子器件及其配套的各种分立电路或装置（如触发电路、控制电路和各种保护电路）集成在一个芯片上，PIC中至少应该包含一个电力电子器件和一个独立功能的单片集成电路。目前PIC可分为三类：

(1) 高压集成电路（High Voltage IC—HVIC）：它是高耐压电力电子器件与控制电路的单片集成，用来控制功率输出。

(2) 智能功率集成电路（Smart Power IC—SPIC）和智能功率模块（Intelligent Power Module—IPM）：它们都是将电力电子器件与控制电路、保护电路以及传感器等电路集成在同一个集成电路中，或做成模块。IPM除具有处理功率的能力外，还具有控制功能、接口功能和保护功能。其中，控制功能的作用是自动检测某些外部参数并调整功率器件的运行状态，以补偿外部参量的偏离；接口功能的作用是接受并传输控制信号；保护功能的作用是，当出现过载、短路、过压、欠压和过热等非正常状态时，能测取相关的信号并能自动调整保护，使功率器件能工作在安全区范围内。由于高度集成化，结构紧凑，减少了分布参数及保护延时带来的问题，故IPM特别适应于电力电子技术高频化发展的需要。

(3) 功率专用集成电路（Special IC—SIC）：顾名思义，SIC是为某种特殊用途而设计制造的功率IC。SIC的种类繁多，有智能功率开关、无刷直流电机专用PIC、步进电机控制

集成电路、单片桥式驱动器、无串通电路的桥路驱动器、单片三相逆变器等等，限于篇幅，这里就不一一赘述了。

1.7.4 静电感应晶体管（SIT）

静电感应晶体管（Static Induction Transistor—SIT）是一种新型高频大功率电力电子器件。

由于SIT中门极电压和漏极电压都能通过电场控制漏极电流，类似于静电感应现象，因此把SIT命名为静电感应晶体管。SIT具有工作频率高、输出功率大、线性度好、无二次击穿现象、热稳定性好、抗辐射能力强、输入阻抗高等一系列优点，在雷达通信设备、超声波功率放大、开关电源、脉冲功率放大和高频感应加热等方面获得了广泛应用，并已发展成为一个相当大的家族，其主要品种有功率SIT、超高频SIT、双极模式静电感应晶体管（BSIT）和静电感应晶闸管（SITH）等。

1. SIT的结构

SIT也是一种集成器件，每个SIT由几百个或几千个单元胞并联而成。SIT有门极G、漏极D和源极S三条引线，其电气符号如图1-31所示。SIT分为N沟道和P沟道两种，图1-31中箭头表示门源结正偏时门极电流的方向。

2. SIT的特点

（1）工作频率高，频带宽。

（2）采用垂直沟道，易实现大规模的多沟道并联和多胞合成，电流容量大，增益高。

（3）结构上源、漏区分别位于硅片的相反面上，易避免电场集中，加上漏、源之间有足够厚的高阻层，易得到高的耐压。

（4）有负的温度特性，不易发生电流集中现象，由于在电流通道上没有PN结，不会出现二次击穿。

（5）电压控制型器件，输入端为反偏PN结，容易驱动。

（6）输出阻抗低，输出功率大，负载能力强。

1.7.5 静电感应晶闸管（SITH）

静电感应晶闸管（Static Induction Thyristor—SITH）也可称为场控晶闸管（FCT），或双极静电感应晶闸管（BSITH）。SITH是一种大功率场控开关器件，与晶闸管和GTO相比，它具有通态电阻小、通态压降低、开关速度快、开关损耗小、正向电压阻断增益高、开通和关断电流增益大、di/dt和du/dt耐量高、高温特性好、抗干扰能力强等优点。

1. SITH的结构

SITH和SIT一样，也是一种集成器件。一个SITH由几百～上万个单元胞并联于十几毫米～几十毫米的芯片中构成。SITH有三个电极：门极G、阴极K和阳极A，SITH导通与关断原理图及电气符号如图1-32所示。根据结构不同，SITH分为动合型和动断型器件。

2. SITH的特性

图1-33所示为动合型SITH的静态伏安特性，其正向偏置部分与SIT相类似，阳极阻断电压U_{AK}和阳极可关断电流由门极负电压$-U_{GK}$控制。$-U_{GK}$越高，阻断阳极电压能力越强。阳极电压被阻断后，只有很小的阳极漏电流存在，这一点与普通晶闸管相似。其反向

偏置部分也与普通晶闸管类似。SITH通态压降特性比GTO优越，特别是结温升高对通态电压的影响很小。

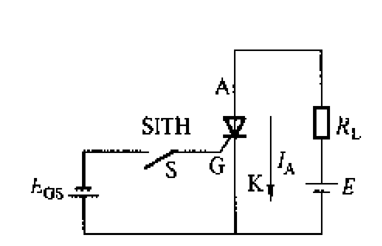


图1-32 SITH导通与关断原理图

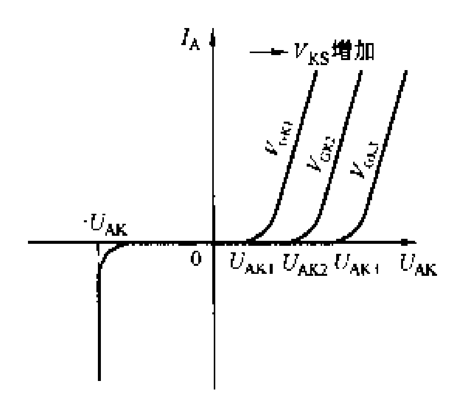


图1-33 动合型SITH的伏安特性

思考题与习题

1-1 晶闸管导通的条件是什么？怎样使晶闸管由导通变为关断？

1-2 晶闸管导通后，移去门极电压，晶闸管是否还能继续导通？为什么？

1-3 用万用表怎样区分晶闸管阳极A、阴极K和门极G？判断晶闸管的好坏有哪些简单实用的方法？

1-4 温度升高时，晶闸管的触发电流、正反向漏电电流、维持电流以及正向转折电压和反向击穿电压各如何变化？

1-5 有些晶闸管触发导通后，触发脉冲结束时它又关断是什么原因？

1-6 晶闸管元件导通时，流过晶闸管的电流大小取决于什么？晶闸管阻断时，承受的电压大小决定于什么？

1-7 GTO为什么能用负脉冲关断？它与SCR在结构和参数上有何不同？

1-8 什么是GTR的二次击穿？它有什么后果？

1-9 说明P-MOSFET的开通和关断原理及其优缺点。

1-10 IGBT栅极串联电阻有何作用？应如何正确选择？

1-11 什么是IGBT的擎住效应？使用中应如何避免？

1-12 全控型开关器件：GTO、GTR、IGBT、MOSFET、达林顿管中，属于电流型驱动的开关管是哪几种？属于电压型驱动的是哪几种？

1-13 试说明GTR、MOSFET、IGBT和MCT各自的优点和缺点。

第2章 电力电子器件的应用基础

本章要点

- 晶闸管的门极驱动（简易触发、单结晶体管触发、锯齿波触发和集成触发电路）；
- 可关断晶闸管、电力晶体管、功率场效应晶体管、绝缘栅双极型晶体管的门极驱动和驱动电路；
- 可关断晶闸管、电力晶体管、功率场效应晶体管、绝缘栅双极型晶体管的保护电路；
- 全控型电力电子器件的缓冲电路；
- GTO、P-MOSFET、IGBT器件的串并联应用。

在第1章中，我们主要讨论了常用电力电子器件的结构、工作原理、特性和技术参数，这是进一步学习电力电子技术的基础。但作为一门工程技术性课程，光掌握这些是不够的，我们还必须了解常用电力电子器件的应用技术，常用的电力电子器件有晶闸管、GTO、GTR、P-MOSFET、IGBT等，这些器件的应用技术主要涉及门极驱动、过电流过电压保护、缓冲电路及器件的串并联应用等方面。本章将对这几方面的内容作简要介绍。

2.1 晶闸管的门极驱动电路

晶闸管、GTO、GTR、P-MOSFET、IGBT等电力电子器件要正常工作，必须在其门极加驱动信号，各种器件对驱动信号的要求是不一样的，必须分别讨论。晶闸管的门极驱动又称为触发，相应的门极驱动电路又称触发电路，下面首先对其进行讨论。

2.1.1 晶闸管的门极驱动（触发）

在晶闸管的阳极加上正向电压后，还必须在门极与阴极之间加上触发电压，晶闸管才能从阻断变为导通。触发电压决定每个晶闸管的导通时刻，是晶闸管变流装置中不可缺少的一个重要组成部分。

1. 对触发电路的要求

晶闸管的型号很多，不同型号、不同类型的晶闸管应用电路对触发信号有不同的要求。归纳起来，晶闸管触发主要有移相触发、过零触发和脉冲列调制触发等。不管是哪种触发电路，对它产生的触发脉冲都有如下要求：

（1）触发信号可为直流、交流或脉冲电压。但实际上，由于晶闸管触发导通后，门极触发信号即失去控制作用，为了减小门极损耗，一般不采用直流或交流触发信号，而广泛采用脉冲触发信号。

（2）触发脉冲应有足够的功率。触发脉冲的电压和电流应大于晶闸管要求的数值，并留有一定的裕量。触发脉冲功率的大小是决定晶闸管元件能否可靠触发的一个关键指标。

（3）触发脉冲应有一定的宽度，脉冲的前沿应尽可能陡，以使元件在触发导通后，阳极电流能迅速上升超过掣住电流而维持导通。对于电感性负载，由于电感会抵制电流上升，因而触发脉冲的宽度应更大一些。有些具体的电路对触发脉冲的宽度会有一定的要求，如后续将要讨论的三相全控桥等电路的触发脉冲宽度要求大于60°或采用双窄脉冲；有些则需要强触发脉冲。

（4）触发脉冲必须与晶闸管的阳极电压同步，脉冲移相范围必须满足电路要求。

现今晶闸管主要应用于交流一直流相控整流和交流一交流相控调压；适用于这些应用的各种驱动触发器都已集成化、系列化，可供研制者直接选用。

2. 常用的触发脉冲信号

常用的触发脉冲波形如图2-1所示。

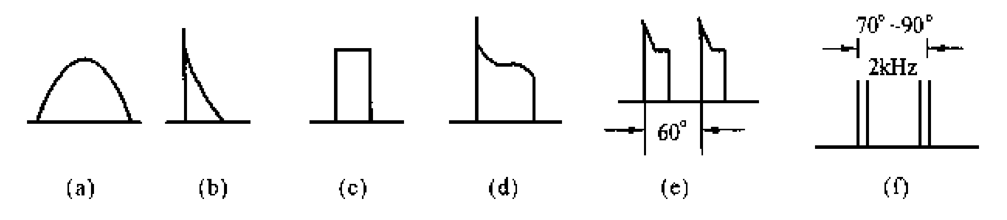


图2-1　常用的触发脉冲波形

（1）图2-1（a）为正弦波触发脉冲信号，由于前沿不陡，触发准确性差，仅用在触发要求不高的场合。

（2）图2-1（b）为尖脉冲，生成较容易，电路简单，也用于触发要求不高的场合。

（3）图2-1（c）为矩形脉冲。

（4）图2-1（d）为强触发脉冲，前沿陡，宽度可变，有强触发功能，适用于大功率场合。

（5）图2-1（e）为双窄脉冲，有强触发功能，变压器耦合效率高，用于控制精度较高、感性负载的装置。

（6）图2-1（f）为脉冲列脉冲，具有双窄脉冲的优点，应用广泛。

3. 脉冲触发电路与晶闸管的连接方式

（1）直接连接。主电路和触发电路采用导线直接连接，如图2-2（a）所示。由于主电路电压经常高于触发电路电压，采用直接连接容易造成操作不安全，主电路又往往干扰触发电路。这种连接常用在一些简单设备中。

（2）光耦合器连接。光耦合器是一种将电信号转换为光信号，又将光信号转换为电信号的半导体器件。它将发光和受光的元件密封在同一管壳里，以光为媒介传递信号。光耦合器的发光源通常选砷化镓发光二极管，而受光部分采用硅光电二极管及光电三极管。光耦合器具有可实现输入和输出间电隔离，且绝缘性能好，抗干扰能力强的优点。在用微机实现的触发电路中经常采用，如图2-2（b）所示。

（3）脉冲变压器耦合连接。在导磁率较高的铁磁材料上绕制的变压器，能够很好地把一次侧的脉冲信号传输到二次绕组，二次绕组与晶闸管连接，电路与控制电路有

良好的电气绝缘。图2-2（c）是采用脉冲变压器耦合的连接方式，VD1、VD2用来消除负半周波，为晶闸管提供正向触发脉冲，起抗干扰作用，发光二极管用来指示脉冲是否正常。

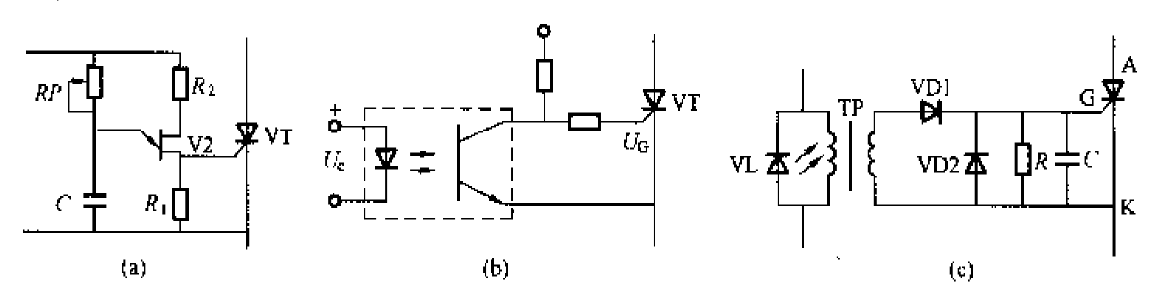


图2-2 脉冲电路与晶闸管的连接方式

(a) 直接连接；(b) 光耦合器连接；(c) 脉冲变压器耦合连接

2.1.2 晶闸管的简易触发电路

用二极管、电阻器、电容器和开关等元件可组成各种简单实用的触发电路，下面分类进行叙述。

1. 交流静态无触点开关电路

在交流电路中，给晶闸管输入毫安级的门极控制信号，就可控制阳极大电流电路的通断。当门极断开时，利用交流电压过零反向，晶闸管自动关断。像交流接触器一样，晶闸管可看成一个开关。这种开关无触点、无火花、无声、速度快、寿命长，因此得到广泛应用。

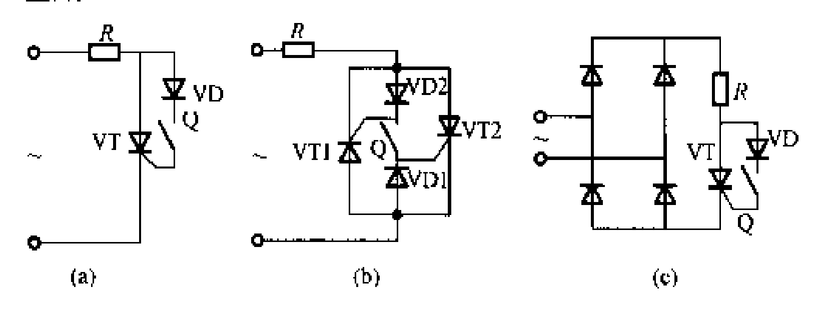


图2-3 静态无触点开关电路

(a) 简单静态开关；(b) 交流开关；(c) 桥式整流型开关

图2-3（a）是最简单的静态开关，二极管VD与开关Q组成触发电路，触发电源取自晶闸管的阳极电压。当图2-3（a）中Q合上后，在电源正半周，通过负载电阻*R*、二极管VD、开关Q，经晶闸管门极与阴极构成触发回路，由于管子有毫安级门极电流即能触发导通，因此几乎在电源正半周起始时刻，VT就被触发导通，负载电阻R上得到正弦半波电压。当管子触发导通后，阳极电压降为1V左右，晶闸管开关接通。当Q断开时，管子在电源过零反向时自动关断。二极管VD可以防止门极承受反压。图2-3（b）为使用较多的交流开关，当Q合上时，正半周VT2导通，负半周VT1导通，负载*R*上得到交流波形；当Q断开时，电路能保证在电源电压过零点附近断开。图2-3（c）为桥式整流型开关，负载*R*可放在直流侧也可放在交流侧，晶闸管利用整流电压过零时小于维持电流而关断。此电路应挑选维持电流大的管子，以保证可靠关断。

2. 用光耦合器组成的触发电路

用光耦合器组成的应用触发电路如图2-4所示。

图2-4（a）是触发单相半波可控主电路的光耦合电路。R1用来限制晶闸管VT门极触

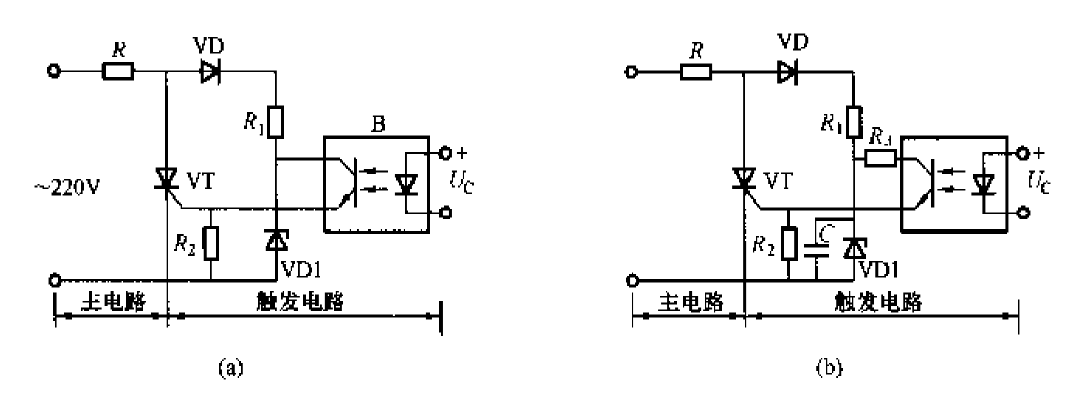


图2-4　光耦合器触发电路

发电流；二极管VD用来阻止反向电流通过门极；稳压管VD1用来限制光电三极管的工作电压，一般限制在30V以下。电路在晶闸管阳极承受正向电压时，光耦合器B输入控制电压U_C，通过内部光的耦合使三极管导通。这样，正向触发电流经光电三极管流向晶闸管门极，于是晶闸管触发导通。

图2-4（b）是利用电容C在电源正半周充电储存电能，以此作为光电三极管的工作电源，并在晶闸管可移相范围内保持较稳定的电压。这样，本电路移相范围可扩大到0°～180°。

3. 简易移相触发电路

图2-5为几种简易移相触发实用电路。

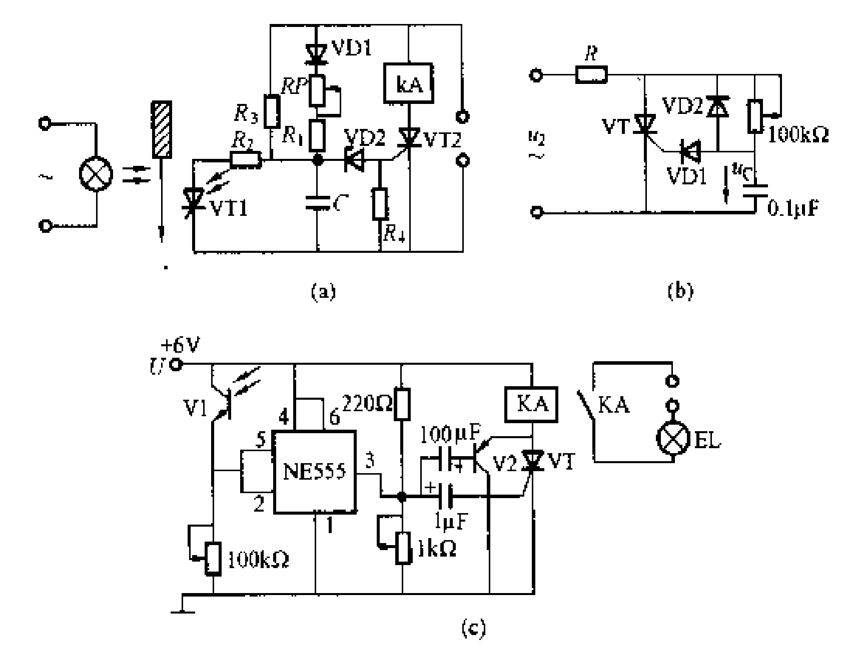


图2-5　几种简易移相触发实用电路

图2-5（a）为自动生产线运行监控电路。当生产线上正常运动着的零部件挡住光源时，光控晶闸管VT1关断，电容C充电。当零部件穿过后，VT1光触发导通，电容C通过R2、VT1放电。当生产线发生故障，零部件或其他物品挡住灯光时间超过一定数值后，电容C因连续充电其端电压超过稳压管电压，VT2触发导通，继电器吸合发出信号或使生产线停止运转，延时动作时间由*RP*调节。

图2-5（b）为调压电路，当电源负半周时，通过VD2对电容充电，由于时间常数很小，这时电容电压u_C近似等于u_2波形。当u_2过了负的最大值，电容经u_2、100kΩ电位器、*R*放电，然后反充电，当u_C上升到一定值时，晶闸管触发导通。改变100kΩ电位器阻值可实现20°～180°范围内的移相控制。

图2-5（c）为路灯自动控制电路。当早晨光强度变大时，光电三极管V1阻值变小，调整电位器使V1的端电压低于$U/3$，此时接成比较器形式的集成块NE555定时电路的输

出电压由高变低，V2 管瞬间饱和导通，迫使 VT 管电流小于维持电流而关断，使路灯自动熄灭；当傍晚光强减弱时，V1 端电压高于 $2U/3$ 时，NE555 输出电压由低到高，通过 1μF 电容送出脉冲使 VT 导通，继电器得电，路灯自动开启。开关电压幅值可由 100kΩ 可变电阻调节，使电路开关满足所要求的环境。

4. 单结晶体管触发电路

由单结晶体管组成的触发电路，具有简单、可靠、触发脉冲前沿陡、抗干扰能力强以及温度补偿性能好等优点，在单相与要求不高的三相晶闸管变流装置中得到广泛应用。

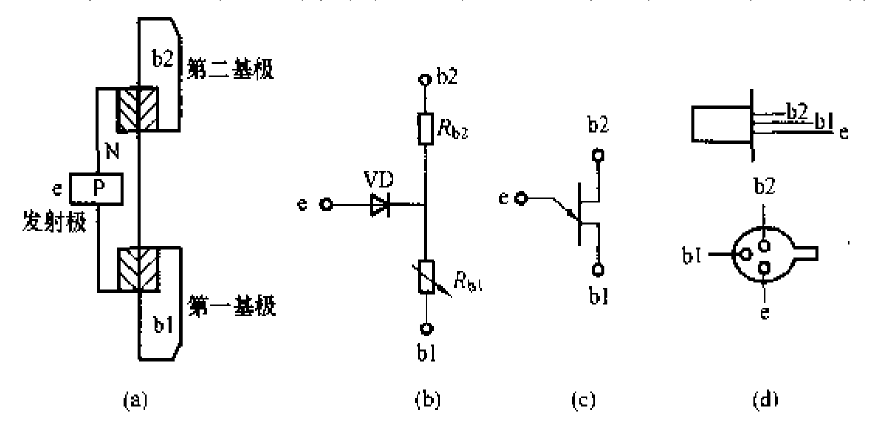


图 2-6　单结晶体管的结构、等效电路、图形符号及外形

单结晶体管（Unijuncting Transistor）也称为双基极二极管，它有一个发射极和两个基极，外形和普通二极管相似。单结晶体管的结构及图形符号、等效电路如图 2-6 所示。单结晶体管是在一块高电阻率的 N 型硅片两端，用欧姆接触方式引出第一基极 b1 和第二基极 b2，b1 和 b2 之间的电阻为 N 硅片的体电阻，约为 3～12kΩ，在硅片靠近 b2 极渗入 P 型杂质，形成 PN 结，由 P 区引出发射极 e。由以上结构可知，该器件只有一个 PN 结，相当于有两个基极，所以称作“单结晶体管”或“双基极管”。在单结晶体管 b2 和 b1 之间应加正向工作电压，再给发射极输入一定的电压使二极管导通，e 和 b1 之间有电流通过时，电阻 R_{b1} 比二极管未导通时的电阻值变小许多，这种现象称作单结晶体管的负阻效应。

利用单结晶体管的负阻效应与 RC 电路的充放电过程，能够组成频率可变的脉冲电路，如图 2-7 所示。

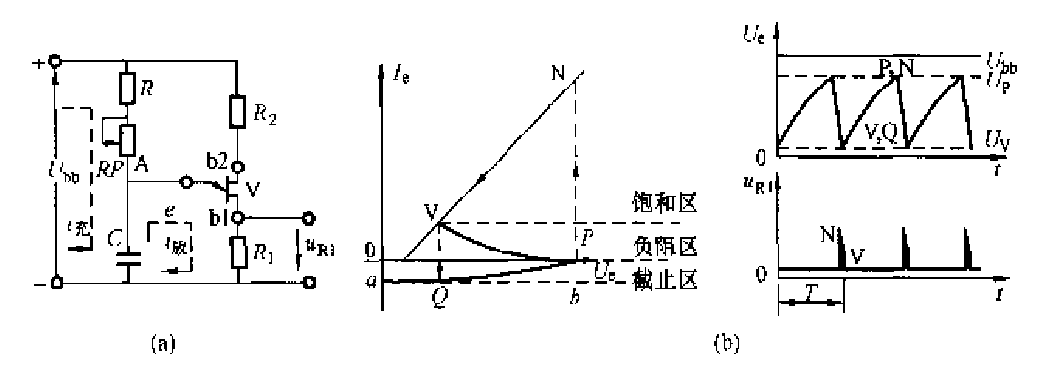


图 2-7　单结晶体管自激振荡电路

当接通直流电压 U_{bb} 后，其一路经 R_2 →单结晶体管 V→ R_1 在单结晶体管 V 的两个基极内部与射极的连接点 A 上形成电压 U_A，其值为

$$U_A = \frac{R_{b1}}{R_{b1}+R_{b2}}U_{bb} = \eta U_{bb}$$

式中　η——单结晶体管 b2 和 b1 之间的分压比，通常在 0.3～0.9 之间。

另一路通过 $R \rightarrow RP$ 对电容 C 进行充电，发射极电压为电容两端电压 $U_e = U_C$，此电压按指数曲线渐渐上升。当 $U_C < U_A$ 时，管子 V 处于截止状态，e 和 b1 之间仅有一点漏电流，随着 U_C 值的增大，管子工作情况按图 2-7（b）所示的伏安特性沿着曲线上升。到达 b 点后，电容电压 U_C 充到刚开始大于 U_A，再升约 0.7V 到 U_p，V 受正偏导通，则管子 e 和 b1 间有电流 I_e 通过，在此电流的影响下，e 和 b1 间的电阻 R_{b1} 快速变小（负阻现象），电流 I_e 同时再增大。由于电容上电压不能突变，U_A 值随 R_{b1} 减小而降低，电容上的电荷开始通过 $e \rightarrow b1 \rightarrow R_1$ 迅速放电。由于放电回路电阻很小，放电时间很短，所以在 R_1 上得到的电压是很窄的尖脉冲电压 u_{R1}。此脉冲电压可以作为小功率晶闸管的触发电压 u_g。

电容 C 两端的电荷放完后，即又处于 $U_C < U_A$，二极管又恢复阻断，同时，电源再次通过 R,RP 对电容 C 充电，重复以上过程，可以周期性地在 R_1 上产生脉冲，其频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{(R + RP)C\ln\frac{1}{1-\eta}}$$

由上式可见调节 RP 即可改变电路的振荡频率 f。

实际调试电路时，将 RP 过分减小，会只输出一个脉冲，即电路停振。原因是当电容 C 第一次被充到 U_p 值，单结管导通后，由于 RP 值小，流过单结管的电流大于谷点电流 I_v，使单结管无法关断。为了保证 RP 调到最小时仍输出脉冲，可以在充电回路串电阻 R，参照下式算出最小 R 值。

$$\frac{U_{bb} - U_p}{I_p} \geqslant (R + RP) \geqslant \frac{U_{bb} - U_v}{I_v}$$

输出电阻 R_1 的大小将影响输出脉冲的宽度与幅值，如果 R_1 太小，放电太快，脉冲太窄，不易触发晶闸管；如果 R_1 太大，在单结晶体管末导通时，电流 I_e 在 R_1 上的压降较大，可能造成晶闸管误导通，通常取 50～100Ω。电阻 R_2 用来补偿温度对 U_A 的影响，通常在 200～600Ω 之间。电容 C 的大小影响脉冲宽窄，通常取 0.1～1μF。

上述介绍的简易触发电路和单结晶体管触发电路一般用于触发带电阻性负载的小功率晶闸管。为满足三相桥式整流电路中晶闸管的导通要求，触发电路应能输出双窄脉冲或宽脉冲。下面讨论能够输出双窄脉冲或宽脉冲的触发电路。

2.1.3　同步信号为锯齿波的触发电路

同步信号为锯齿波的触发电路，由于采用锯齿波同步电压，所以不受电网电压波动的影响，增强了电路的抗干扰能力，在触发 200A 以下的晶闸管变流电路中得到广泛应用。锯齿波触发电路主要由脉冲形成与放大、锯齿波形成和脉冲移相、同步环节、双窄脉冲形成、强触发等环节组成，如图 2-8 所示。

1. 脉冲形成与放大环节

如图 2-8 所示，脉冲形成环节由 V4、V5 构成；放大环节由 V7、V8 组成。控制电压 u_{co} 加在 V4 的基极上，电路的触发脉冲由脉冲变压器 TP 的二次绕组输出，其一次绕组接在 V8 的集电极电路中。

当 $u_{co} = 0$ 时，V4 截止。+15V 电源经 R_{11} 向 V5、经 R_{10} 向 V6 提供足够大的基极电流，

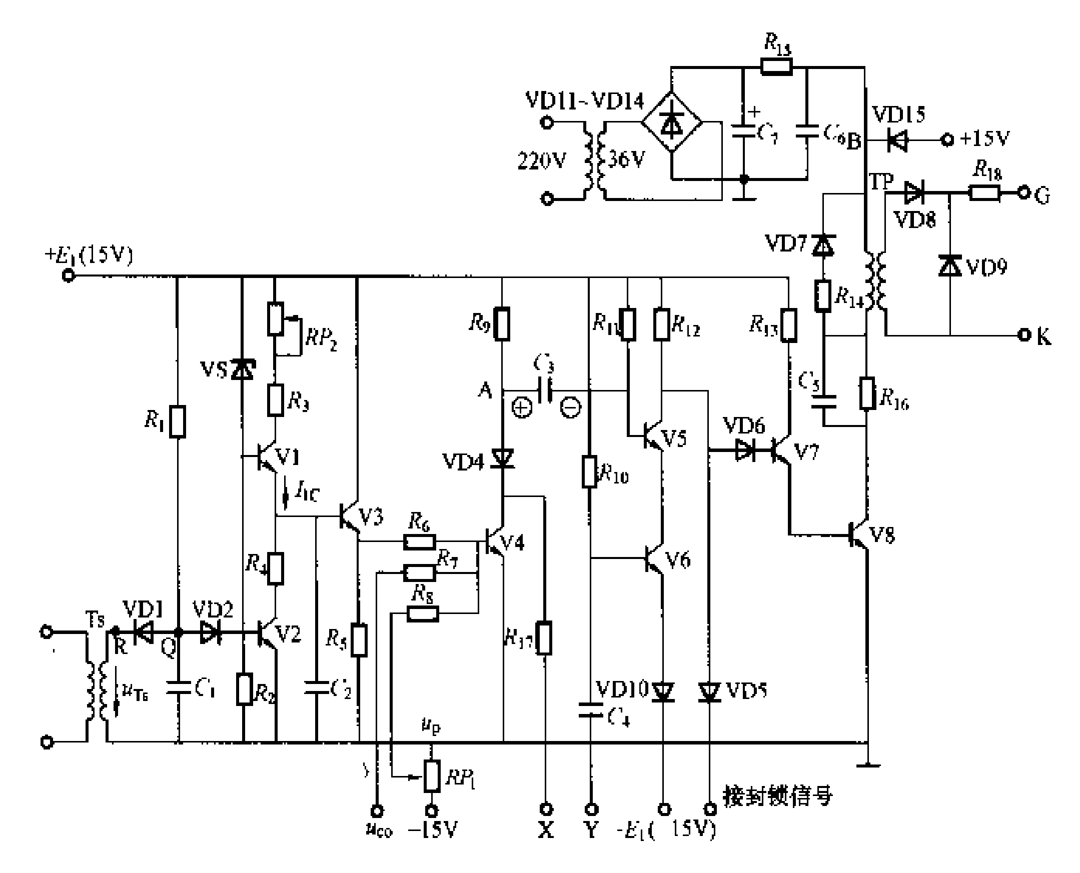


图 2-8 同步信号为锯齿波的触发电路

使 V5、V6 饱和导通。则 V5 集电极电压接近于−15V，V7、V8 处于截止状态，无脉冲输出。另外，+15V 电源→R_9→V5 的发射极→−15V 对电容 C_3 充电，充满后电容两端电压接近 30V，极性左正右负。当 $u_{co}\approx 0.7$V 时，V4 导通。A 点电位从 15V 突降到 1V，由于电容 C_3 两端电压不能突变，所以 V5 基极电位也突降到−30V，V5 发射结反偏置，V5 立即截止。它的集电极电压由−15V 迅速上升到钳位电压 2.1V 时（VD6、V7、V8 三个 PN 结正向导通压降之和），使得 V7、V8 导通，输出触发脉冲。同时电容 C_3 由+15V→R_{11}→C_3→VD4→V4 放电并反向充电，使 V5 基极电位逐渐上升。直到 $u_{b5}>$（−15V），V5 又重新导通。这时 V5 集电极电压又立即降到（−15V），使 V7、V8 截止，输出脉冲终止。可见，脉冲前沿由 V4 导通时刻确定，V5（或 V6）截止持续时间即为脉冲宽度，所以脉冲宽度与反向充电时间常数 R_{11} 和 C_3 有关。

2. 锯齿波的形成和脉冲移相环节

图 2-8 中，锯齿波电压形成采用了恒流源电路方案，由 V1、V2、V3 和 C_2 等元件组成，其中 V1、VS、RP_2 和 R_3 为一恒流源电路。

（1）当 V2 截止时，恒流源电流 I_{1C} 对电容 C_2 充电，所以 C_3 两端的电压 u_C 为

$$u_C=\frac{1}{C_3}\int I_{1C}\mathrm{d}t=\frac{1}{C_2}I_{1C}t$$

u_C 按线性规律增长，也就是 u_{b3} 线性增长。调节电位器 RP_2，可改变 C_2 的恒定充电电流 I_{1C}，可见 RP_2 是用来调节锯齿波斜率的。

（2）当 V2 导通时，因 R_4 很小，所以 C_2 迅速放电，使得 u_{b3} 的电位迅速降到 0V 附近。

当 V2 周期性地导通和关断时，u_{b3} 便形成一锯齿波，同样 u_{e3} 也是一个锯齿波，如图 2-8 所示。射极跟随器 V3 的作用是减小控制回路电流对锯齿波电压 u_{b3} 的影响。

(3) V4 基极电位由锯齿波电压 u_{e3}、控制电压 u_{co}、直流偏移电压 u_p 三者的叠加作用所决定，它们分别通过电阻 R_6、R_7、R_8 与 V4 基极连接。根据叠加原理，先设 u_h 为锯齿波电压 u_{e3} 单独作用在 V4 基极时的电压，其值为

$$u_h = u_{e3}\frac{R_7 /\!/ R_8}{R_6 + (R_7 /\!/ R_8)} \tag{2-1}$$

所以，u_h 仍为锯齿波，但斜率比 u_h 低。

同理，直流偏移电压 u_p 单独作用在 V4 基极时的电压 u_p' 为

$$u_p' = u_p\frac{R_6 /\!/ R_7}{R_8 + (R_6 /\!/ R_7)} \tag{2-2}$$

所以，u_p' 仍为一条与 u_p 平行的直线，但绝对值比 u_p 小。

控制电压 u_{co} 单独作用在 V4 基极时的电压 u_{co}' 为

$$u_{co}' = u_{co}\frac{R_6 /\!/ R_8}{R_7 + (R_6 /\!/ R_8)} \tag{2-3}$$

所以，u_{co}' 仍为一条与 u_{co} 平行的直线，但绝对值比 u_{co} 小。

如果 $u_{co}=0$，u_p 为负值时，b4 点的波形由 u_h+u_p' 确定。当 u_{co} 为正值时，b4 点的波形由 $u_h+u_p'+u_{co}'$ 确定。由于 V4 的存在，上述分析的电压波形与实际有出入，当 b4 点电压等于 0.7V 后，V4 导通。之后 u_{b4} 一直被钳位在 0.7V。实际波形如图 2-9 所示，图中 M 点是 V4 由截止到导通的转折点，也就是脉冲的前沿。由前面分析可知，V4 经过 M 点时电路输出脉冲。因此当 u_p 为某固定值时，改变 u_{co} 便可以改变 M 点的坐标，即改变了脉冲产生时刻，脉冲被移相。可见加 u_p 的目的是为了确定控制电压 $u_{co}=0$ 时脉冲的初始相位。以三相全控桥为例，当接阻感负载且电流连续时，脉冲初始相位应定在 $\alpha=90°$；如果是可逆系统，需要在整流和逆变状态下工作，要求脉冲的移相范围理论上为 180°（由于考虑 α_{min} 和 β_{min}，实际一般为 120°），由于锯齿波波形两端的非线性，因而要求锯齿波的宽度大于 180°，例如 240°，此时，令 $u_{co}=0$，调节 u_p 的大小使产生脉冲的 M 点移至锯齿波 240°的中央（120°处），对应于 $\alpha=90°$的位置。此时如 u_{co} 为正值，M 点就向前移，控制角 $\alpha<90°$，晶闸管电路处于整流工作状态；如 u_{co} 为负值，M 点就向后移，控制角 $\alpha>90°$，晶闸管电路处于逆变状态。

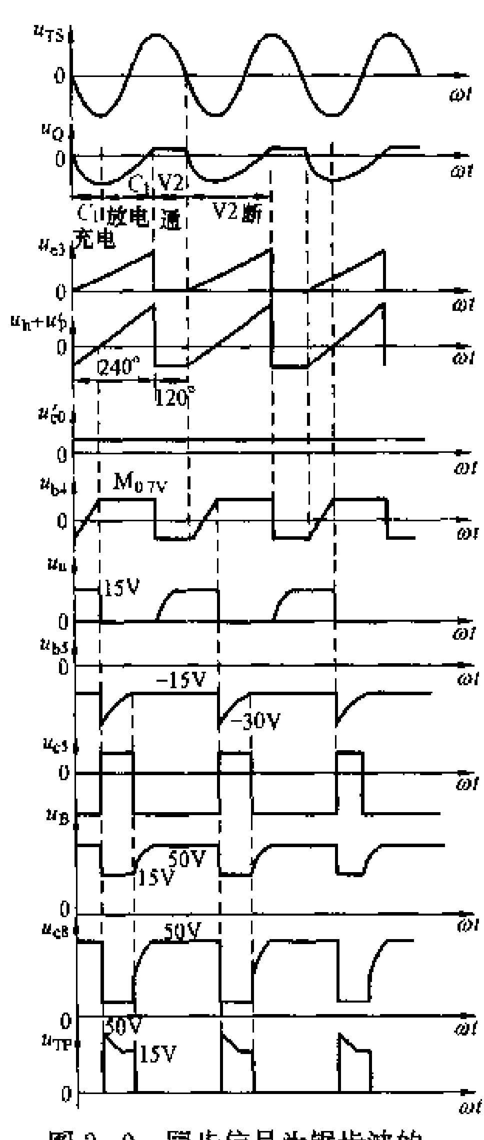


图 2-9　同步信号为锯齿波的触发电路的工作波形

3. 同步环节

对于同步信号为锯齿波的触发电路，与主电路同步是指要求锯齿波的频率与主电路电源的频率相同且相位关系确定。从图2-8可知，锯齿波是由开关管V2控制的，V2由导通变截止期间产生锯齿波，V2截止状态维持的时间就是锯齿波的宽度，V2的开关频率就是锯齿波的频率。图2-8中的同步环节是由同步变压器TS、VD1、VD2、C_1、R_1和作同步开关用的晶体管V2组成。同步变压器和整流变压器接在同一电源上，用同步变压器的二次电压来控制V2的通断，这就保证了触发脉冲与主电路电源同步。

同步变压器TS的二次侧电压u_{TS}经二极管VD1加在V2的基极上。当二次侧电压波形在负半周的下降段时，VD1导通，电容C_1被迅速充电。因Q点接地为零电位，R点为负电位，Q点电位与R点相近，故在这一阶段V2基极为反向偏置，V2截止。在负半周的上升段，+15V电源通过R_1给电容C_1反向充电，u_Q为电容反向充电波形，其上升速度比u_{TS}波形慢，故VD1截止，如图2-9所示。当Q点电位达1.4V时，V2导通，Q点电位被钳位在1.4V。直到TS二次电压的下一个负半周到来，VD1重新导通，C_1迅速放电后又被充电，V2截止。如此循环往复，在一个正弦波周期内，包括截止与导通两个状态，对应锯齿波波形恰好是一个周期，与主电路电源频率和相位完全同步，达到同步的目的。可以看出，锯齿波的宽度是由充电时间常数R_1C_1决定的。

4. 双窄脉冲形成环节

图2-8所示的触发电路在一个周期内可输出两个间隔60°的脉冲，称内双脉冲电路。而在触发器外部通过脉冲变压器的连接得到的双脉冲称为外双脉冲。

图2-8中V5、V6构成“或”门，当V5、V6都导通时，V7、V8都截止，没有脉冲输出。只要V5、V6有一个截止，都会使V7、V8导通，有脉冲输出。所以只要用适当的信号控制V5或V6的截止（前后间隔60°相位），就可以产生符合要求的双脉冲。其中第一个脉冲由本相触发单元的u_{co}对应的控制角α使V4由截止变导通造成V5瞬时截止，使得V8输出脉冲。隔60°的第二个脉冲是由滞后60°相位的后一相触发单元产生，在其生成第一个脉冲时刻将其信号引至本单元V6的基极，使V6截止，使本触发电路第二次输出触发脉冲。其中VD4和R_{17}的作用主要是防止双脉冲信号相互干扰。

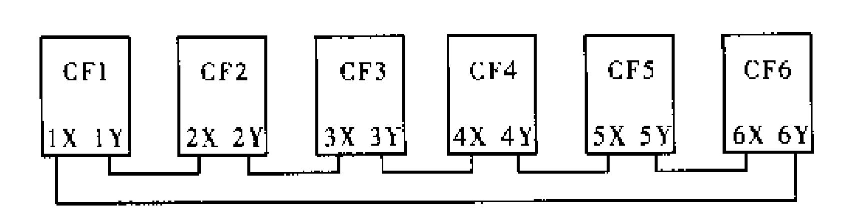


图2-10　触发器的连接顺序

在三相桥式全控整流电路中，要求晶闸管的触发导通顺序为VT1→VT2→VT3→VT4→VT5→VT6，彼此间隔60°，相邻器件成双触发导通。因此双脉冲环节的接线可按图2-10进行，即六个触发器的连接顺序是1Y2X、2Y3X、3Y4X、4Y5X、5Y6X、6Y1X。

5. 脉冲封锁

二极管VD5阴极接零电位或负电位，使V7（V8）截止，可以实现脉冲封锁。VD5用来防止接地端与负电源之间形成大电流通路。

6. 强触发环节

如图2-8所示，强触发环节中的36V交流电压经整流、滤波后得到50V直流电压，50V电源经R_{15}对C_6充电，B点电位为50V。当V8导通时，C_6经脉冲变压器一次侧R_{16}、V8迅速放电，形成脉冲尖峰，由于R_{16}阻值很小，B点电位迅速下降。当B点电位下降到14.3V时VD15导通，B点电位被15V电源箝位在14.3V，形成脉冲平台。R_{14}、C_5组成加速电路，用来提高触发脉冲前沿陡度。强触发可以缩短晶闸管开通时间，提高电流上升率承受能力，有利于改善串、并联元件的均压和均流，提高触发可靠性。

2.1.4 集成触发电路

随着电力电子技术的不断发展，对变流装置的可靠性提出了更高要求，如何简化调试手段及方便维修等也备受人们关注。集成触发器的使用，使触发电路更加小型化，结构更加标准统一化，大大简化了触发电路的生产、调试及维修。目前国内生产的集成触发器有KJ系列和KC系列，国外生产的有TCA系列，下面简要介绍由KC系列的KC04移相触发器和KC41C六路双脉冲形成器所组成的三相全控桥集成触发器的工作原理。

1. KC04移相触发器

(1) KC04移相触发器的主要技术指标：

电源电压：DC±15V，允许波动±5%；

电源电流：正电流≤15mA，负电流≤8mA；

移相范围：≥170°（u_s=30V，R_4=15kΩ）；

脉冲宽度：400μs～2ms；

脉冲幅值：≥13V；

最大输出能力：100mA；

正负半周脉冲不均衡：≤±3°；

环境温度：−10～70℃。

(2) 内部结构与工作原理。如图2-11所示，KC04移相触发器的内部线路与分立元件组成的锯齿波触发电路相似，也是由锯齿波形成、移相控制、脉冲形成及整形放大、脉冲输出等基本环节组成。

在电网的一周期内，KC04（KJ004）移相集成触发器可以在管脚1和管脚15之间输出双路脉冲，两路脉冲相位互差180°，它可以作为三相全控桥主电路同一相上下桥臂晶闸管的触发脉冲，可以与KC41双脉冲形成器、KC42脉冲列形成器构成六路双窄脉冲触发器。其16脚接+15V电源，8脚输入同步电压u_s，但在同步电压输入前，需要经微调电位器RP和电容C（未画出）组成的滤波移相，以达到消除同步电压高频谐波的侵入，提高集成电路的抗干扰能力。所配的阻容参数，使同步电压可以后移约30°，通过微调电位器的调整，能保证输出脉冲间隔均匀。4脚形成的锯齿波，可以通过调节电位器改变锯齿波斜率。9脚为锯齿波、直流偏移电压$-U_b$和移相控制直流电压U_c综合比较输入。13脚可提供脉冲列调制和脉冲封锁的控制。下面简要介绍KC04移相触发器的内部线路组成。

1) 同步环节。V1～V4等组成同步环节，同步电压u_s经限流电阻R_{20}加到V1、V2的

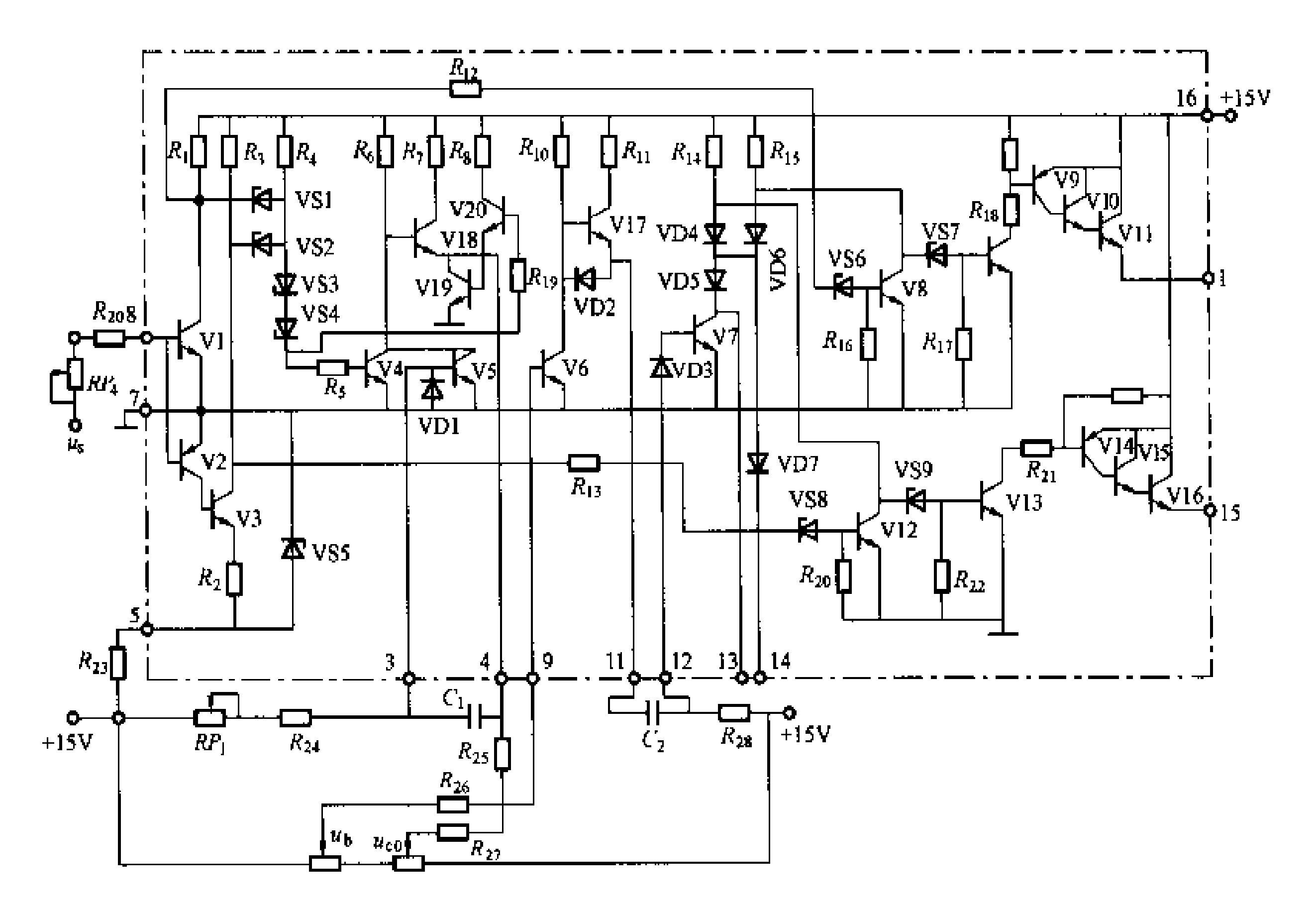


图 2 - 11　KC04 内部电路原理接线图

基极。在同步电压正半波 $u_s>0.7\text{V}$ 时，V1 导通，V4 截止；在同步电压负半波 $u_s<-0.7\text{V}$ 时，V2、V3 导通，V4 截止；只有在 $|u_s|<0.7\text{V}$ 时，V4 导通。

2）锯齿波形成。V4 截止时，C_1 充电，形成锯齿波的上升段，V4 导通时，C_1 放电，形成锯齿波的下降段，每周期形成两个锯齿波。锯齿波宽度小于 180°。

3）移相环节。V6 及外接元件组成移相环节，其基极信号是锯齿波电压、偏移电压和控制电压的综合。改变 V6 基极电位，V6 导通时刻随之改变，实现了脉冲移相。

4）脉冲形成。V7 等组成脉冲形成环节，平时 V7 导通，电容 C_2 充电为左正右负。V6 导通时，其集电极电位突然下降，同时引起 V7 因基极电位下降而截止。电容 C_2 放电并反充电为左负右正。当 V7 基极电位 $U_{be7}\geqslant 0.7\text{V}$ 时，V7 导通，V7 集电极有脉冲输出。V7 集电极每周期输出间隔 180°的两个脉冲。

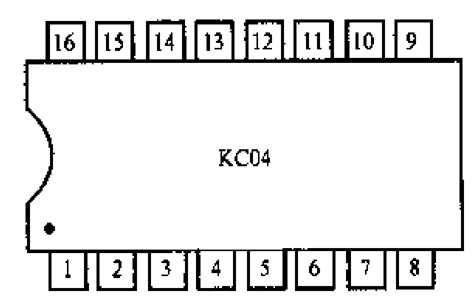


图 2 - 12　KC04 移相触发器的管脚分布

5）脉冲分选。V8、V12 组成脉冲分选环节，脉冲分选是保证同步电压正半周 V8 截止，同步电压负半周 V12 截止，使得触发电路在一周内有两个相位上相差 180°的脉冲输出。

KC04 移相触发器的管脚分布如图 2 - 12 所示，KC04 移相触发器各脚的波形如图 2 - 13 所示。

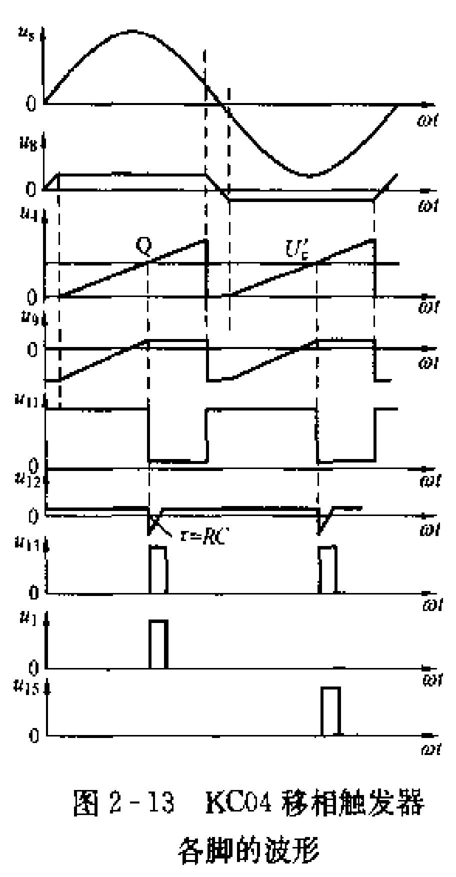


图 2-13　KC04 移相触发器各脚的波形

KC04 移相触发器主要用于单相或三相全控桥式装置。KC 系列中还有 KC01、KC09 等。KJ001 主要用于单相、三相半控桥等整流电路中的移相触发，可获得 60°的宽脉冲。KC09 是 KC04 的改进型，两者可互换，适用于单相、三相全控式整流电路中的移相触发，可输出两路相位差 180°的脉冲。它们都具有输出带负载能力大、移相性能好以及抗干扰能力强的特点。图 2-14 给出了 KC04 的一个典型应用电路。

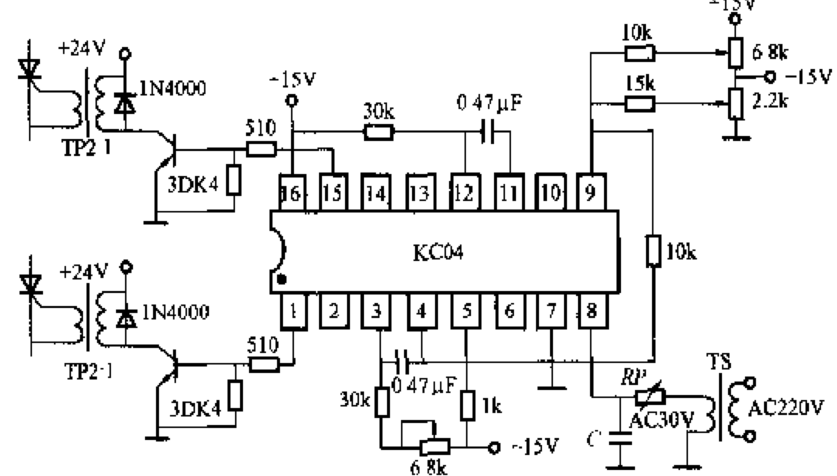


图 2-14　KC04 典型的应用电路

2. KC41C 六路双窄脉冲形成器

KC41C 是六路双脉冲形成集成电路。KC41C 的外形和内部原理电路如图 2-15 所示。

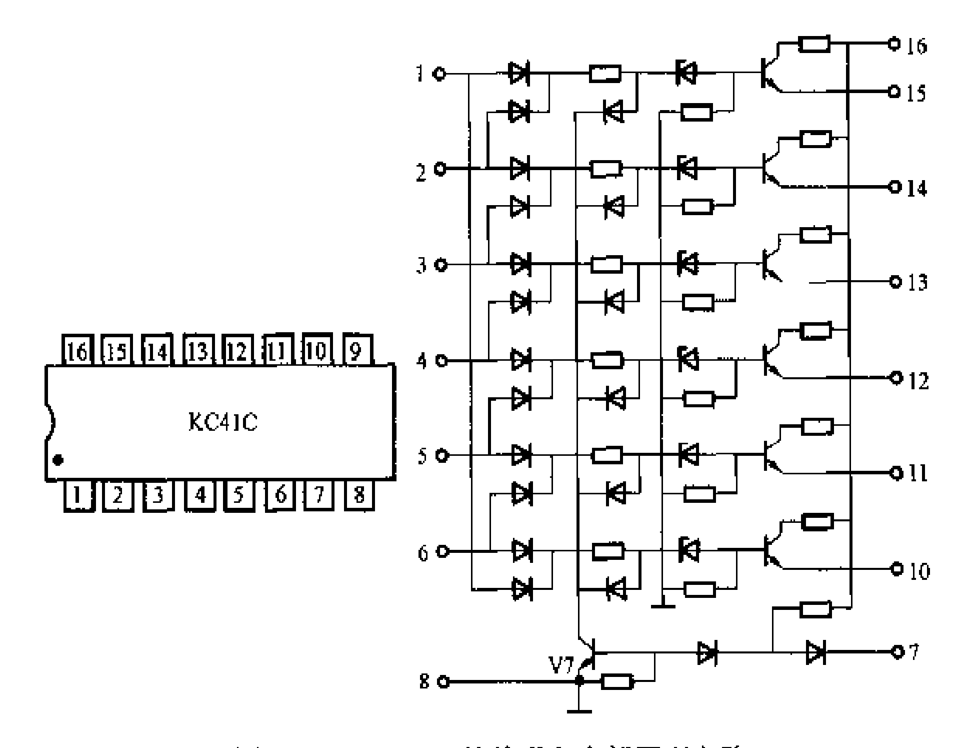


图 2-15　KC41C 的外形和内部原理电路

KC41C 的输入信号通常是 KC04 的输出，把三块 KC04 移相触发器的 1 脚与 15 脚产生

的6个主脉冲分别接到KC41C集成块的1～6脚，经内部集成二极管完成“或”功能，形成双窄脉冲，再由内部6个集成三极管放大，从10～15脚输出，还可以在外部设置V1～V6晶体管作功率放大，可得到800mA的触发脉冲电流，供触发大电流的晶闸管用。KC41C不仅具有双窄脉冲形成功能，而且还具有电子开关控制封锁功能，当7脚接地或处于低电位时，内部集成开关管V7截止，各路正常输出脉冲；当7脚接高电位或悬空时，V7饱和导通，各路无脉冲输出。

KC41C与KC04移相触发器组成的三相全控桥所要求的具有双窄触发脉冲输出的触发电路，如图2-16所示。

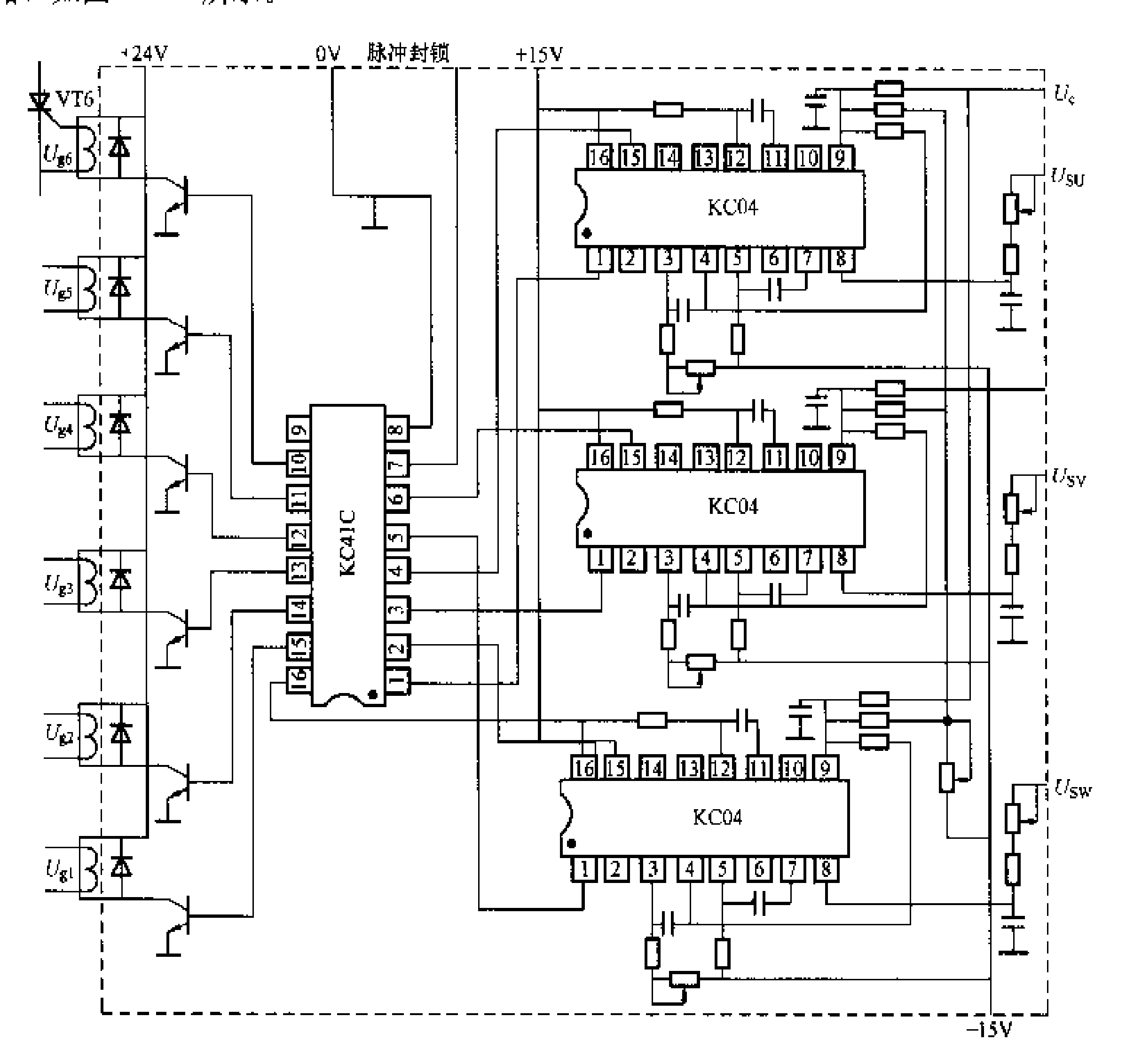


图2-16 KC41C与KC04组成的三相全控桥双窄触发脉冲输出的触发电路

3. 集成电路MC787

集成电路MC787与KC系列相比较，具有功能强、外接元件少、集成度更高、功耗小等多项优点，对于电力电子产品的小型化和方便设计具有重要意义。图2-17为MC787电路结构框图。

该集成块由同步过零和极性检测电路、锯齿波形成电路、比较电路、抗干扰锁定电路、调制脉冲发生器、脉冲形成电路、脉冲分配及驱动电路组成。电路采用单电源供电。三相

同步电压信号经T形网络进入过零检测和极性判别电路，检测出零点和极性后，在锯齿波形成电路的C_u、C_v、C_w三个电容上积分形成锯齿波。锯齿波形成电路由于采用集中式恒流源，相对误差很小，具有良好的线性和一致性。因此要求选取的积分电容的相对误差也应小。锯齿波在比较器中与移相电压比较取得交点，移相电压U_C由脚4通过电位器调节或由外电路控制得到。移相电压U_C为正极性，当移相电压增加时，输出控制角α增大。移相电压U_C的调整范围可按积分电容的大小，在0～15V间选取。抗干扰电路具有锁定功能，在交点后，锯齿波和移相电压的波动不会影响电路的输出，直到下一个过零点，以保证交点的惟一与稳定，这对于防止因晶闸管换相所引起的干扰是非常必要的。图2-18为用MC787组成的三相触发电路原理接线图，可作为触发三相全控桥或三相交流调压晶闸管电路。其中三相电压的零线和电源共地，同步电压经RC组成的T形网络滤波分压，并产生30°相移，经电容耦合电路取得同步信号，电路输入端采用等值电阻进行1/2分压，以保证信号对称。在电路的C_u、C_v、C_w电容上形成锯齿波，移相电压U_C由脚4输入，与锯齿波电压比较取得交点，通过脚6半控/全控选择开关可以使用单脉冲或双脉冲输出，5脚用作过压过流控制，当5脚处于高电平时禁止输出。输出端由大功率管驱动，可配接脉冲变压器触发晶闸管。

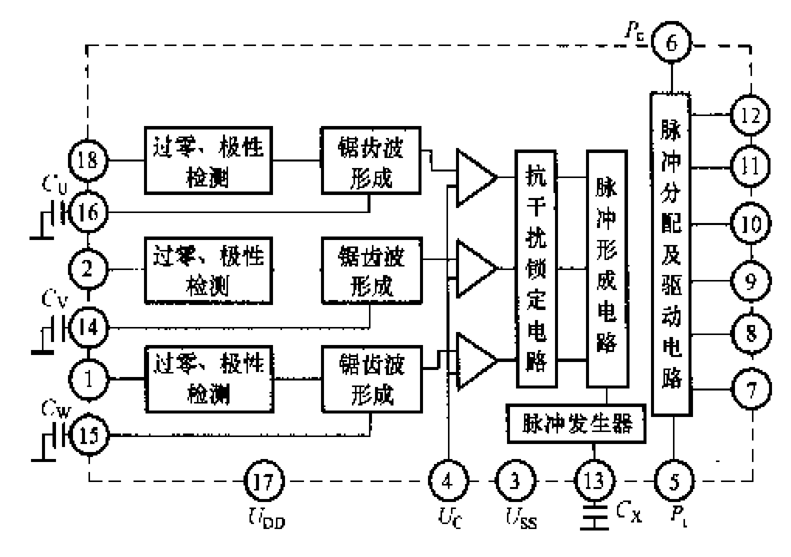


图2-17　MC787电路结构框图

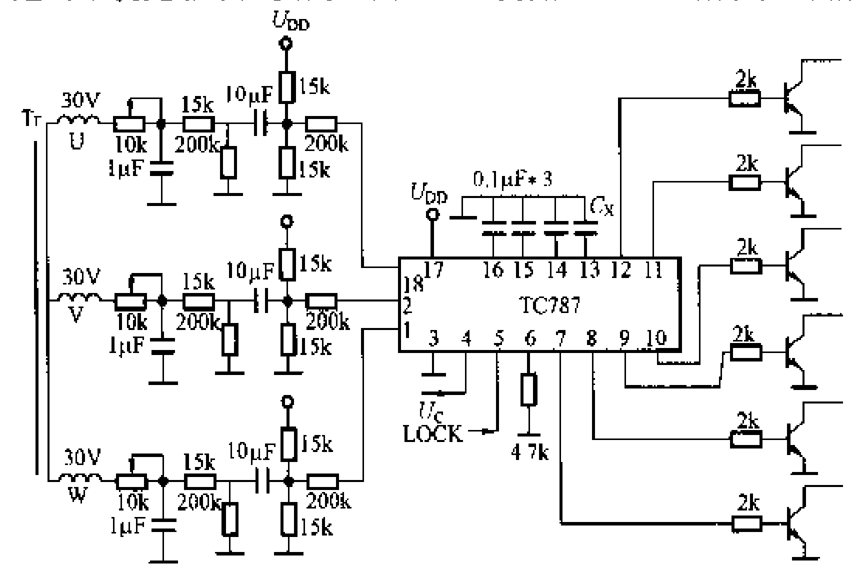


图2-18　MC787组成的三相触发电路原理接线图

2.2　全控型电力电子器件的门极驱动电路

2.2.1　GTO的驱动信号和驱动电路

1. 对GTO门极驱动信号的要求

GTO的门极电流、电压控制波形对GTO的特性有很大影响。GTO门极电流电压控制信号分开通和关断两部分，推荐的波形形状如图2-19所示。图中实线为门极电流波形，

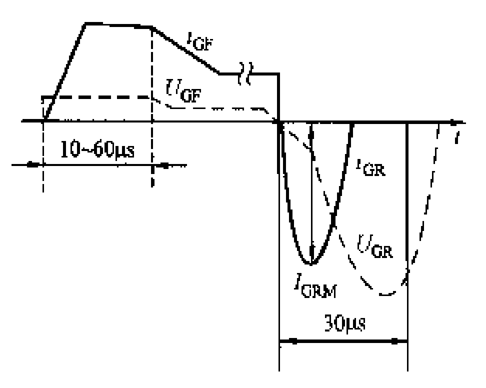


图2-19　GTO门极控制信号推荐波形

虚线为门极电压波形。i_{GF}为正向直流触发电流，i_{GRM}为最大反向门极电流。

（1）对开通信号的要求。要求门极电流开通信号的波形：脉冲前沿陡、幅度高、宽度大、后沿缓。脉冲前沿陡，则对结电容充电快，正向门极电流建立迅速，有利于GTO的快速导通。一般取门极开通电流变化率di_{GF}/dt为5～10A/μs。门极正脉冲幅度高可以实现强触发，一般该值比额定直流触发电流大3～10倍。强触发有利于缩短开通时间，减小开通损耗。触发电流脉冲宽度大，用来保证阳极电流的可靠建立，一般定为10～60μs。后沿则应尽量缓一些，后沿过陡会产生振荡。

（2）对关断信号的要求。导通的GTO用门极反向电流来关断。要求门极电流关断信号的波形：前沿较陡、宽度足够、幅度较高、后沿平缓。脉冲前沿陡可缩短关断时间，减少关断损耗，但前沿过陡会使关断增益降低，一般关断脉冲电流的上升率di_{GR}/dt取10～50A/μs；门极关断负电压脉冲必须具有足够的宽度，既要保证在下降时间内能持续抽出载流子，又要保证剩余载流子的复合有足够的时间；关断电流脉冲的幅度I_{GRM}一般取（1/3～1/5）I_{ATO}值。在I_{ATO}一定的条件下，I_{GRM}越大，关断时间越短，关断损耗越小；门极关断控制电压脉冲的后沿要尽量平缓一些。如果坡度太陡，由于结电容效应，尽管门极电压是负的，也会产生一个门极电流。这个正向门极电流有使GTO开通的可能，影响GTO的正常工作。

2. 可关断晶闸管（GTO）的门控电路

GTO的门控电路包括开通电路、关断电路和偏置电路，门极控制的关键是关断控制，不同的供电方式适应不同容量的GTO元件。

（1）GTO的门控供电方式。图2-20给出了GTO的4种门极供电方式，图2-20（a）和图2-20（b）为单电源方式，图2-20（c）为双电源方式，这3种方式，用于300A以下GTO的控制；图2-20（d）为脉冲变压器方式，用于300A以上GTO的控制。供电方式不同，GTO的可关断阳极电流和工作频率也不同。

图2-20　不同供电方式的门极电路
（a）、（b）单电源方式；（c）双电源方式；（d）脉冲变压器方式

（2）GTO的门控驱动电路实例。GTO门控电路种类很多，有几种不同的分类方法。为了充分反映门控电路的结构特点，常按

门控电路最后一个环节（输出级采用的功率元件）的性质来区分。

1）用GTR关断GTO的门控电路。图2-21是用GTR关断GTO的一种电路原理接线图，较用SCR的电路简单。当输入开通信号on时，V1导通，电源E_1经V1、R_1（C_1）、R_2使GTO导通，同时E_1经L_1、VD1、L_2使储能电容C_2振荡充电，为关断GTO做好准备；当对V2的基极加以关断信号off时，V2导通，C_2经L_2、V2、GTO的门极放电，使GTO关断，与门极并联的稳压管支路用来改善关断脉冲的波形。关断时，导通的V2、V3、VD4构成支路，使GTO加上负偏置，以增加关断的可靠性。

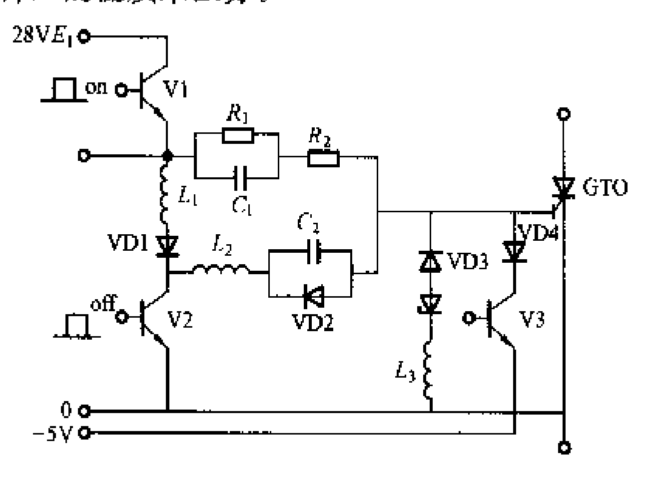


图2-21　用GTR关断GTO的门控电路原理接线图

2）用P-MOSFET关断GTO的门控电路。图2-22是用P-MOSFET关断GTO的门控电路原理接线图，此门控电路的功率小，工作频率高，电路结构也简单。其原理是：触发环节由电容C_1、P-MOSFET管VT1，复合管V1等构成，20kHz的脉冲电源经VD1、VD2、VD3、VD4整流后，使电容C_1储能（15V）。在触发信号on加到VT1基极上时，VT1导通，GTO被触发导通；同时已充电的C_2（电压5V）经过R_3、P-OSFET管VT1为GTO提供稳定导通的正偏置。门极关断电路由P-MOSFET管VT2及C_3、R_5等构成，当VT2基极有关断信号off时，VT2导通，C_3为GTO提供负的脉冲电流，使GTO关断。C_2的充电电压为15V，C_3的电容量较大，有200μF，可以关断300A/1200V的GTO。

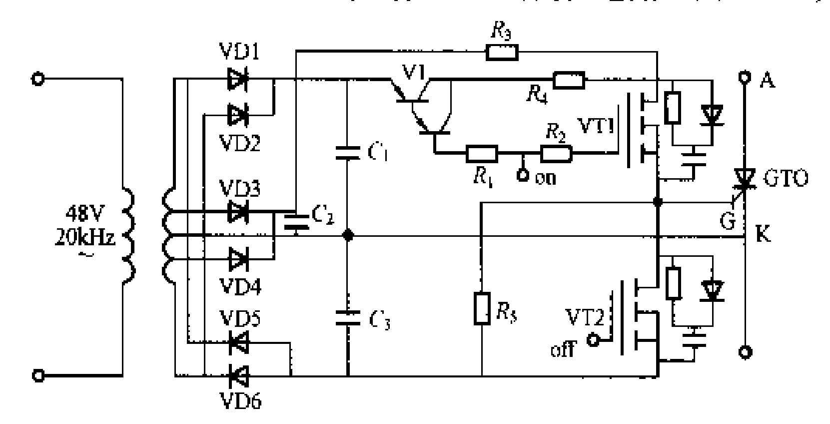


图2-22　用电力MOSFET关断GTO的门控电路原理图

2.2.2　GTR的驱动信号和驱动电路

1. GTR的驱动信号

GTR的基极驱动信号对GTR的正常工作起着极其重要的作用，GTR器件的工作状态及特性都随着基极驱动条件的变化而变化。为了减少开关损耗，提高开关速度，GTR要求比较理想的基极电流波形，如图2-23所示。

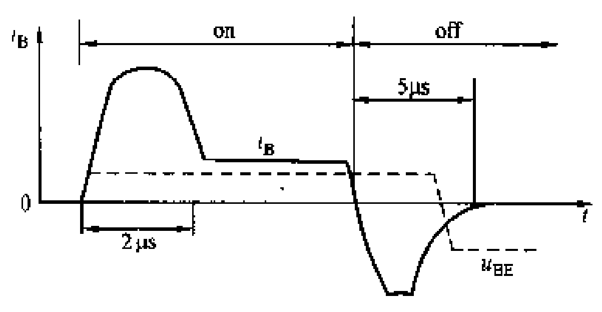


图2-23　GTR的比较理想的基极驱动电流波形

2. GTR的驱动电路

下面介绍一种固定反偏互补驱动电路。为了减小存储时间加速GTR关断，常用反偏驱

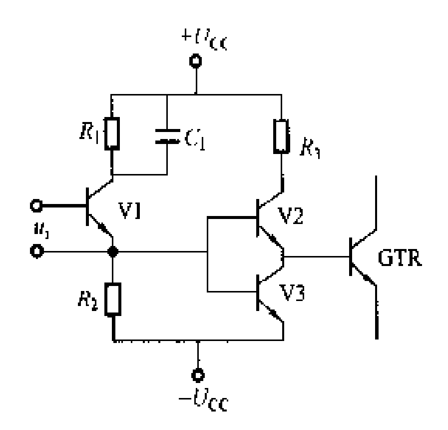


图2-24 固定反偏互补驱动电路

动方法迅速抽出基区的过剩载流子。一种固定反偏互补驱动电路如图2-24所示，当u_i为高电平时，晶体管V1及V2导通，正电源$+U_{CC}$经过电阻R_3及V2向GTR提供正向基极电流，使GTR导通。当u_i为低电平时，V1及V2截止而V3导通，负电源$-U_{CC}$加于GTR的发射结上，GTR基区中的过剩载流子被迅速抽出，GTR迅速关断。

2.2.3 P-MOSFET的驱动信号和驱动电路

和前面介绍的SCR、GTO、GTR不同，P-MOSFET是场控型电力电子器件，不同功率的P-MOSFE有不同的极间电容量，功率越大，极间电容也越大，在开通和关断驱动中所需的驱动电流也越大。可以通过粗略计算来确定栅极驱动电流值和选取适当的驱动元件。

根据已知被驱动的P-MOSFET的型号，可查得器件的栅源极间电容C_{GS}和栅漏极间电容C_{GD}。在开通驱动时，器件预计在时间t_S内近似地将栅极输入电容C_{in}充电至器件饱和导通所需的栅源电压u_{GS}，则开通驱动电流为

$$I_{G(on)} = \frac{C_{in}u_{GS}}{t_S} = \frac{(C_{GS}+C_{GD})u_{GS}}{t_S}$$

式$C_{in}=C_{GS}+C_{GD}$为器件生产厂推荐的一种工程近似计算方法。该式是选取开通驱动元件的主要依据。

设P-MOSFET截止时漏极电压为u_{DS}，预计器件在时间t'_S内将栅漏极间电容C_{GD}放电完毕，则关断驱动电流为

$$I_{G(off)} == \frac{C_{GD}u_{DS}}{t'_S}$$

它是选取关断驱动元件的主要依据。

1. P-MOSFET对驱动信号的要求

P-MOSFET为单极型电压控制器件，输入阻抗很高，因而驱动电路简单，且驱动功率也小；但P-MOSFET极间电容较大，因而工作速度与驱动电源内阻抗有一定关系。

P-MOSFET对驱动信号的要求有：

(1) 触发脉冲要有足够快的上升和下降速度，即脉冲前沿要求陡峭。

(2) 为使P-MOSFET可靠触发及导通，触发脉冲电压应高于开启电压U_T，但不得超过最大触发额定电压BU_{GS}。触发脉冲电压也不能过低，否则会使通态电阻增大、降低抗干扰能力。一般选择$U_{GS}=10\sim18V$。

(3) 驱动电路的输出电阻应较低，开通时以低电阻对栅极电容充电，关断时为栅极电荷提供低电阻放电回路，以提高P-MOSFET的开关速度。

(5) 为防止误导通，在P-MOSFET截止时最好能提供负的栅源电压。

(6) 驱动电源须并联旁路电容，它不仅能滤除噪声，也可给负载提供瞬时电流，加快MOSFET的开关速度。

2. P-MOSFET的栅极驱动电路

P-MOSFET的栅极驱动电路有多种形式，以驱动电路与栅极的连接方式来划分，有直

接驱动与隔离驱动两种，简述如下。

（1）栅极直接驱动电路。栅极直接驱动是最简单的一种形式，由于P-MOSFET的输入阻抗很高，所以可以用TTL器件或CMOS器件直接驱动。图2-25是两种直接驱动的栅控电路。

在图2-25（a）中，当输入信号为高电平时，晶体管V导通，15V的栅控电源经过V给P-MOSFET本身的输入电容充电，建立栅控电场，使MOSFET快速导通；当输入信号变为低电平时V截止，P-MOSFET的输入电容通过二极管VD接地，保证P-MOSFET处于关断状态。由于晶体管V的放大作用，使充电电流放大，加快了电场的建立，提高了MOSFET的导通速度。

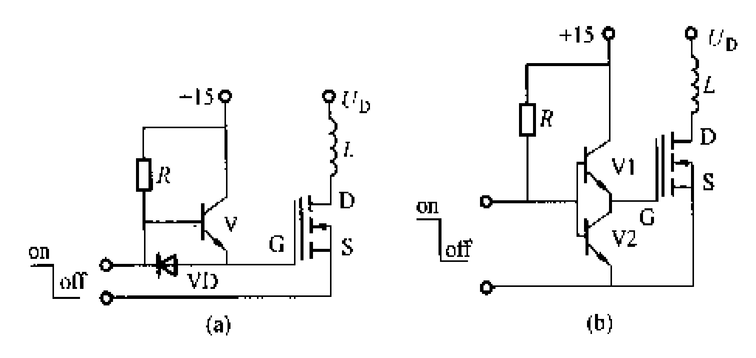


图2-25　栅极直接驱动的电路原理图
（a）用一个晶体管直接驱动；（b）用推挽电路驱动

图2-25（b）是推挽式直接驱动电路，当驱动信号为高电平时，V1导通，P-MOSFET快速导通。当驱动信号为低电平时，V2导通，输入电容放电，栅极接电，P-MOSFET管快速关断，两个晶体管V1和V2都使信号放大，提高了电路的工作速度，同时它们是作为射极输出器工作的，所以不会出现饱和状态；因此信号的传输无延迟。

（2）隔离式栅极驱动电路。隔离式栅极驱动电路根据隔离元件的不同可分为电磁隔离和光电隔离两种。

脉冲变压器是典型的电磁隔离元件，图2-26示出了几种脉冲变压器隔离驱动的电路形式。图2-26（a）利用续流二极管VD限制了驱动晶体管V中出现的过电压，关断时间较长。图2-26（b）示出的电路，在续流二极管VD支路中串接一只稳压管VDZ，当V关断时起钳位作用，从而缩短了关断时间。图2-26（c）所示电路是在栅极电阻上并联了加速二极管VD，使充电电流经过它向输入电容充电，增大了充电电流，加快了开通速度。图2-26（d）是用互补型电路驱动P MOSFET的栅极，由于关断时利用了二次绕组W2形成的反向电压，因此明显降低了关断过程的时间延迟。

利用光耦的隔离驱动电路如图2-27所示。图2-27（a）为标准的光耦合电路，通过光耦将控制信号回路与驱动回路隔离，使得输出级设计电阻值减小，从而解决了栅极驱动源低阻抗的问题，但由于光耦响应速度慢，因此使开关延迟时间加长，限制了使用频率。图2-27（b）为改进的光耦合电路，此电路使阻抗进一步降低，因而使栅极驱动的关断延迟时间进一步缩短，延迟时间的数量级仍为微秒级。实际上，现在已经有很多可以直接驱动MOSFET的集成芯片，如TOSHIBA公司的TLP250、安捷伦公司的HCPL4506等，都可以用来直接驱动MOSFET，简单方便。

2.2.4　IGBT的驱动信号和驱动电路

1. IGBT对驱动信号的要求

由于IGBT是以MOSFET为输入级，其栅极特性与MOSFET相同，具有与P-MOSFET

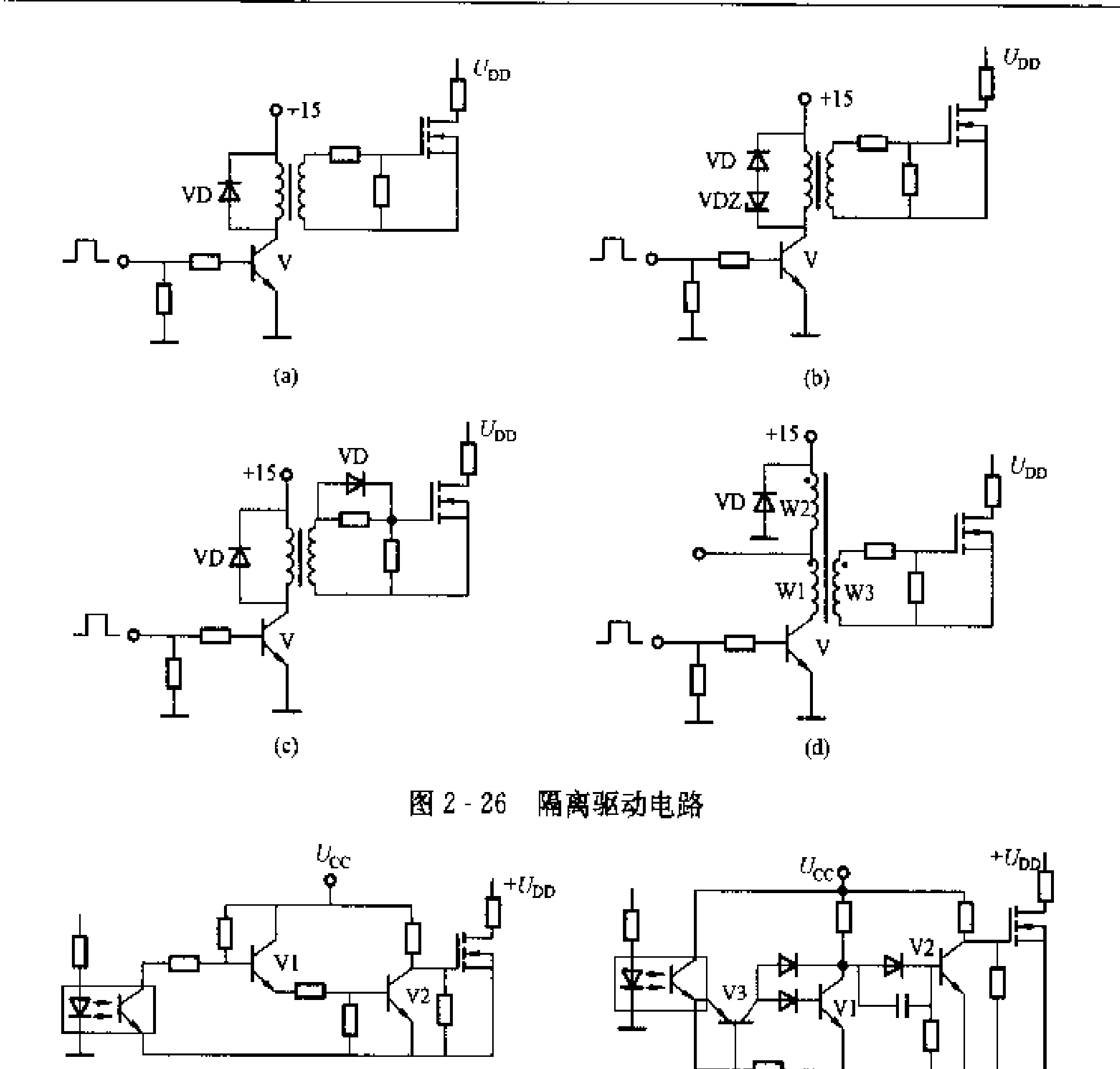


图 2-26　隔离驱动电路

图 2-27　光隔离驱动电路

(a) 标准电路；(b) 改进电路

相似的输入特性和高输入阻抗，故驱动电路相对比较简单，驱动功率也比较小。但 IGBT 的静态特性和动态特性与栅极驱动条件密切相关，栅极正偏压 U_{GE}、负偏压 $-U_{GE}$ 和栅极电阻 R_G 对 IGBT 的通态电压、开关时间、开关损耗、承受短路能力及 du_{ce}/dt 等参数都有不同程度的影响。IGBT 对驱动信号及电路有以下基本要求：

(1) 充分陡的脉冲上升沿和下降沿。前沿很陡的栅极电压加到 G—E 极间，可使 IGBT 快速开通，减小开通损耗；后沿足够陡的关断电压，并在 G—E 极间加一适当的反向偏压，有助于 IGBT 快速关断，缩短关断时间，减少关断损耗。用内阻小的驱动源对 G 极电容充放电，可以保证 U_{GE} 有足够陡的前后沿。

(2) 足够大的驱动功率。IGBT 开通后，栅极驱动源应能提供足够的功率及电压、电流幅值，使 IGBT 总处于饱和状态，不因退出饱和而损坏。

(3) 合适的正向驱动电压 U_{GE}。在有短路过程的设备中，建议选用 $U_{GE}=15V\pm10\%$。

(4) 合适的负偏压。在关断过程中，为缩短关断时间，需施加负偏压 $-U_{GE}$，同时还

可防止关断瞬间因 du/dt 过高造成误导通，并提高抗干扰能力。反偏压 $-U_{GE}$ 一般取 $-2 \sim -10$V。

（5）合理的栅极电阻 R_G。在开关损耗不太大的情况下，应选用较大的 R_G。R_G 的范围为 1～400Ω。

（6）IGBT 多用于高压场合，故驱动电路与整个控制电路应严格隔离。

（7）利用门极控制特性，实现对 IGBT 的过电流、短路、管芯过热等保护。

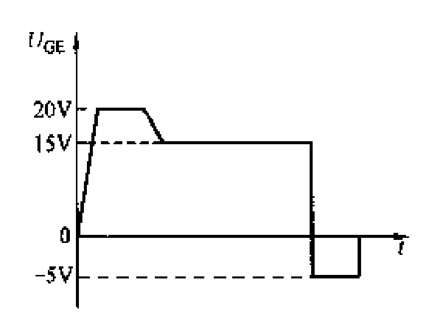


图 2-28　IGBT 典型驱动电压波形

符合上述基本要求的 IGBT 典型驱动电压波形如图 2-28 所示。

2. IGBT 的驱动电路

因为 IGBT 的输入特性几乎和 MOSFET 相同，所以用于 MOSFET 的驱动电路同样可以用于 IGBT。

（1）阻尼滤波门极驱动电路。在用于驱动电动机的逆变器电路中，为使 IGBT 能够稳定工作，要求 IGBT 的驱动电路采用正负偏压双电源的工作方式。门极和发射极的引线应尽量短，门极驱动电路的输出线应为绞合线。具体电路如图 2-29（a）所示。为抑制输入信号的振荡现象，在图 2-29（a）中的门源端并联了一个阻尼网络，即由一只 1Ω 电阻和一只 0.33μF 电容器组成的阻尼滤波器。另外驱动电路的输出级与 IGBT 输入端之间串联一只 10Ω 的门极电阻。

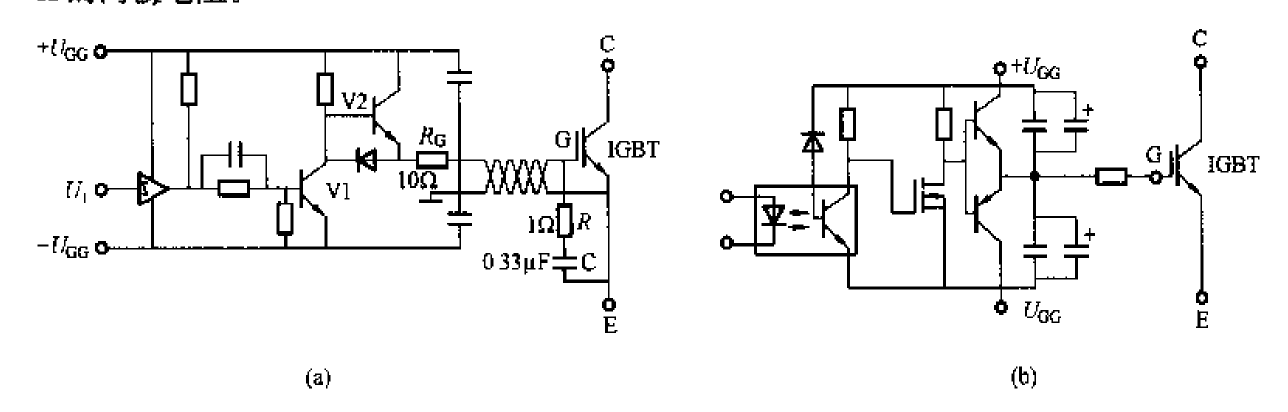


图 2-29　IGBT 门极驱动电路
(a) 阻尼滤波门极驱动电路；(b) 光耦合器门极驱动电路

（2）光耦合器门极驱动电路。为使门极驱动电路与控制信号电路隔离，应采用抗噪声能力强、信号传输时间短的光耦器件。光耦合器门极驱动电路如图 2-29（b）所示。驱动电路的输出级采用互补电路的形式以降低驱动源的内阻，同时加速 IGBT 的关断过程。

（3）脉冲变压器直接驱动 IGBT 的电路。图 2-30 为应用脉冲变压器直接驱动 IGBT 的电路。电路中由控制脉冲形成单元产生的脉冲信号经晶体管 V1 进行功率放大后，加到脉冲变压器 Tr，并由 Tr 隔离耦合经稳压管 VDZ1、VDZ2 限幅后驱动 IGBT。由于是电磁隔离方式，驱动级不需要专门的直流电源，简化了电源结构，且工作频率较高，可达

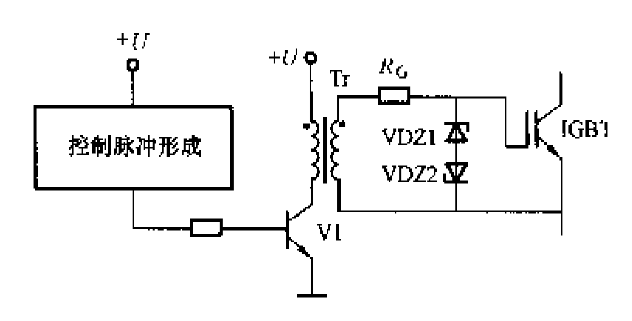


图 2-30 脉冲变压器直接驱动 IGBT 的电路

100kHz。这种电路的缺点是由于漏感和集肤效应的存在，使绕组的绕制工艺复杂，且易出现振荡。

(4) 定时器 555 组成的 IGBT 驱动电路。图 2-31 为用 555 定时器组成的驱动电路。555 是一种模、数混合式单定时器集成电路，外接适当的电阻和电容就能构成多谐振荡器、单稳态电路和双稳态电路。在 IGBT 的驱动电路中，555 的 2、6 端子接在一起，组成了双稳态电路结构。控制脉冲信号经光耦 VL 隔离后将信号经由 R_1、R_2 传送至 555 的 2、6 端。当控制信号为高电平时，2 端有效，使 555 输出端 3 为低电平；当控制信号为低电平时，6 端有效，使 555 输出端 3 为高电平。额定输出电流为 200mA。

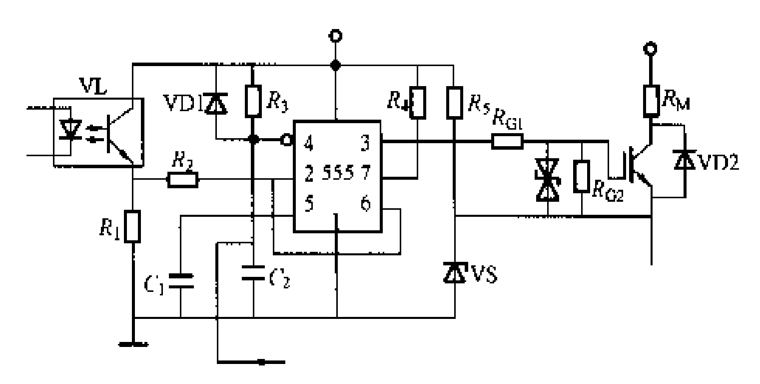


图 2-31 555 组成的驱动电路

还需说明两点：一是电路中的 R_5、VS 构成了对 IGBT 输入端的负偏压，以保证 IGBT 关断的可靠性；二是具有复位功能的端子 4 可作为过流信号控制输入端，使用时不要直接接电源，而是如图 2-31 所示那样接至 R_3、C_2 和 VD1 网络，并且滤波电容值要适当选择，以免发生误动作现象。

(5) IGBT 专用驱动模块的应用。大多数 IGBT 生产厂家为了解决 IGBT 的可靠性问题，都生产与其相配套的混合集成驱动电路，如日本富士的 EXB 系列、东芝的 TK 系列、三菱的 M579XX 系列、美国摩托罗拉的 MPD 系列等。这些专用驱动电路抗干扰能力强，集成化程度高，速度快，保护功能完善，可实现 IGBT 的最优控制。

下面以东芝的 M57962L 型 IGBT 专用驱动模块为例进行分析。M57962L 是 N 沟道大功率 IGBT 模块的驱动电路，能驱动 600V/400A 和 1200V/400A 的 IGBT，其原理方框图如图 2-32 所示。它有以下几个特点：

1) 采用光耦实现电气隔离，光耦是快速型的，适合 20kHz 左右的高频开关运行，光耦的原边已串联限流电阻，可将 5V 的电压直接加到输入侧。

2) 采用双电源驱动技术，使输出负栅压比较高。电源电压的极限值为+18V/−15V，一般取+15V/−10V。

3) 信号传输延迟时间短，低电平－高电平的传输延迟时间及高电平－低电平的传输延迟时间都在 1.5μs 以下。

4) 具有过流保护功能。M57962L 通过检测 IGBT 的饱和压降来判断 IGBT 是否过流，一旦过流，M57962L 将对 IGBT 实施软关断，并输出过流故障信号。

M57962L 型 IGBT 驱动电路如图 2-33 所示。

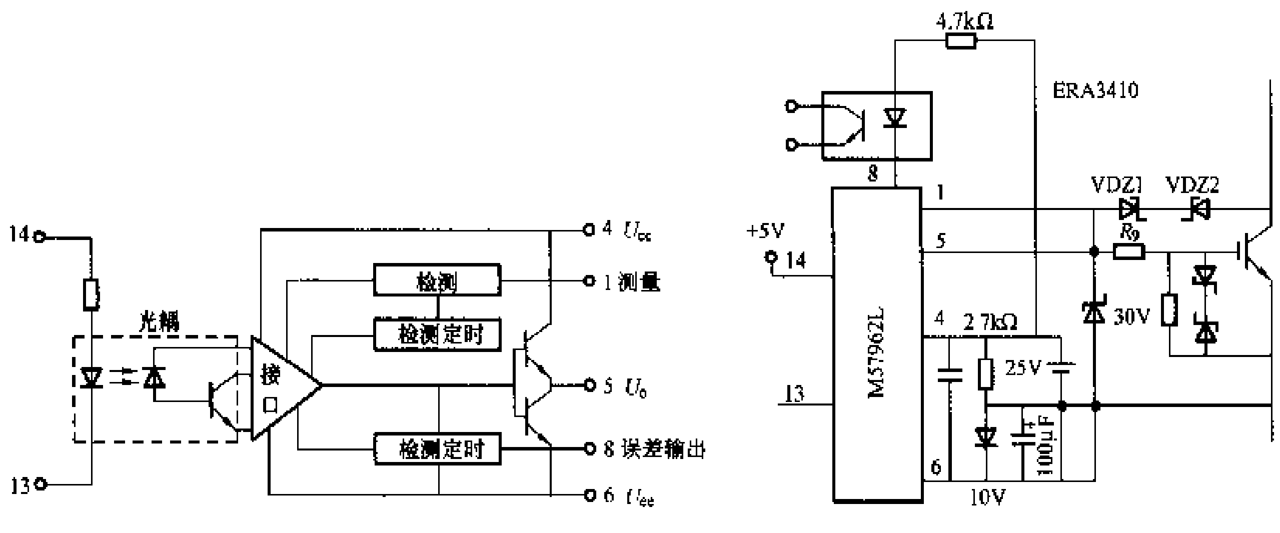


图 2-32　M57962L 的原理框图　　　图 2-33　M57962L 型 IGBT 驱动电路图

2.3　电力电子器件的保护

半控型晶闸管器件的保护将结合整流器的工程设计在第 3 章介绍，下面主要介绍 GTO、GTR、P-MOSFET 和 IGBT 等全控型器件的保护问题。包括过电流或过电压保护问题。

2.3.1　GTO 的保护

GTO 主要应用于大容量的变流器电路中，最严重的问题是由各种原因造成的短路过电流现象，为此必须研究过电流产生的原因及如何在过电流情况下采取措施保护 GTO。

1. 过电流产生的原因

过电流包括过载和短路两种情况。这里主要讨论短路过电流情况。短路过电流产生的原因大致有下述 3 种。

(1) 逆变器的桥臂短路：在 GTO 组成的逆变器中，若同一桥臂上的两个 GTO 同时导通，则会产生桥臂短路现象，亦称桥臂直通故障。造成桥臂短路的原因一般有两种：一是在一只 GTO 尚未完全关断时，另一只 GTO 已经导通，造成两个 GTO 同时导通；此时短路电流的上升率和浪涌冲击电流都将很大，导致 GTO 烧毁。二是由于种种原因造成的误触发，当桥臂中的一只 GTO 导通时，另一只 GTO 由于误触发也会造成桥臂短路。

(2) 输出端的线间短路：若输出端发生线间短路，则短路电流流经相应支路的 GTO，其短路电流相当大。若逆变器的负载是电动机，则电动机起动时电流冲击也很大，尽管此时不是短路电流，但电流上升率也会相当大，造成 GTO 损坏。

(3) 输出端线对地短路。

2. GTO 的过电流保护

针对上述过电流产生的原因，可采取多种措施对 GTO 进行过电流保护。

(1) 逆变器的过电流保护。逆变器的过电流保护是指 GTO 整机设备的最终保护措施，它可防止事故的继续扩展。具体保护方法有以下 3 种。

1）熔断器保护法。由于GTO具有浪涌能力，所以在一定条件下可用快速熔断器进行保护。用熔断器保护GTO逆变器的过程是：检测过电流→电抗器限流→切除GTO关断信号→熔断器断流。

GTO逆变器内部电感很小，通常只有几个微亨，一旦短路，电流上升很快，峰值很大，故应采用电抗器限流，并尽快切除关断信号，然后在浪涌能力范围内由熔断器切断故障电流。显然，对这种过电流难以用普通电力熔断器或交直流电磁开关进行保护，必须用快速熔断器进行保护。

快速熔断器的断流时间在10ms以内，切断时产生的电弧电压很小。用快速熔断器保护GTO时，必须注意以下两点。

(a) 必须设置过电流检测电路。

(b) GTO和快速熔断器的I^2t值必须合理匹配。选择快速熔断器时，应使GTO允许的I^2t大于快速熔断器的I^2t值。

大容量GTO逆变器的短路过电流保护不能采用GTO自关断的方法。因为大功率GTO的非重复可关断电流比中、小功率的GTO要小，在短路过电流时不能采用门极脉冲强迫关断GTO的办法，与之相反，应发出所有GTO的开通信号使逆变器全导通，并用熔断器对GTO进行过流保护。

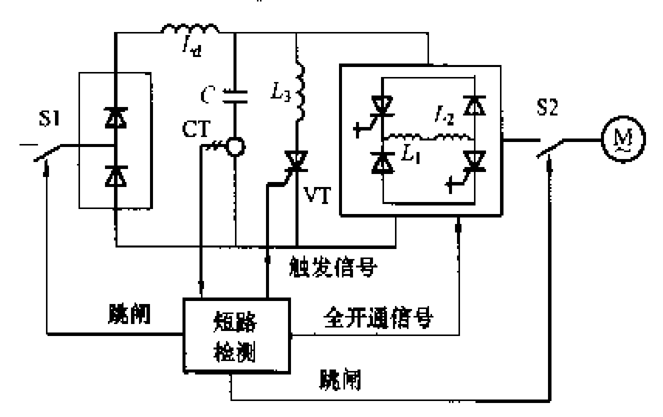


图 2-34　撬杠保护原理接线图

2）撬杠保护法。撬杠保护法也称做非熔断器保护法，在中大容量GTO电路中应用很普遍，其原理接线如图2-34所示。由图2-34可看出，当逆变器由于误触发等原因发生短路故障时，滤波电容的放电电流急剧增大，通过传感器检测出电容放电电流的信号，然后产生如下动作：

(a) 触发并联晶闸管VT，使GTO逆变器分流，VT串联一小电感L_3，以便限制VT的di/dt。

(b) 封锁GTO的关断信号并触发所有GTO，使短路电流由所有GTO承担，减小电流集中现象。

(c) 交流侧断路器跳闸。

图2-34中的L_1、L_2为限制短路电流上升速度的电感，L_d为直流滤波电抗器。

在大容量GTO的应用中，也可采用熔断器保护法和撬杠保护法两者结合的方法。其保护过程是：短路过电流→电抗器限流→撬杠法分流→熔断器断流。

这种保护方法利用了撬杠电路中VT浪涌能力强的特点，对GTO逆变器进行短路过电流保护的效果比较好，因而得到一定的应用。

3）自关断保护法。GTO本身具有的自关断能力也可用作过流保护。GTO的阳极可关断能力包括可关断通态重复峰值电流和可关断通态不重复峰值电流两个参数。一般200A以下的小容量GTO可关断通态不重复峰值电流比可关断通态重复峰值电流大得多，利用这一

特性可作过流保护，这种方法称作自关断保护法。

4）门极电路的过流保护。当GTO损坏之后，阳极与门极间往往处于短路状态，外加的高电压通过阳极引入门极电路，引起门极电路的损坏，为此应设置门极电路的保护环节。具体措施如下：

（a）在门极电路的输出端接一快速熔断器实现过流保护，以使门极电路尽快与GTO门极端子断开；

（b）在门极电路的输出端同时接一齐纳二极管，以使门极电路箝位在安全电压范围之内。

2.3.2　GTR的保护

由于GTR存在二次击穿问题，而二次击穿过程很快，远小于快速熔断器的熔断时间，因此诸如快速熔断器之类的过电流保护方法对GTR类电力电子设备来说是无用的。GTR的过电流保护要依赖于驱动和特殊的保护电路。

1. 电压状态识别保护

当GTR处于过载或短路故障状态时，随着集电极电流的急剧增加，其基射极电压和集射极电压均发生相应变化，可利用这一特点对GTR进行过载和短路保护。如图2-35所示。

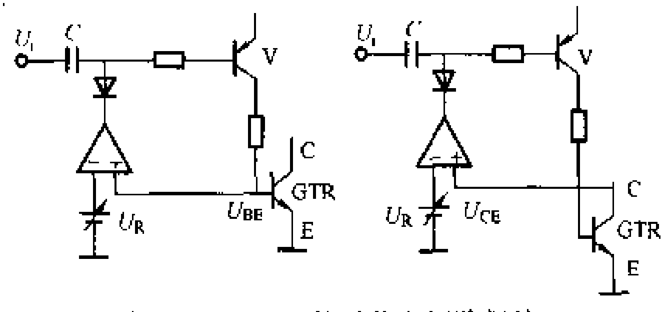


图2-35　GTR的过载和短路保护

2. 桥臂互锁保护

逆变器运行时，可能发生桥臂短路故障，造成器件损坏。只有确认同一桥臂的一个GTR关断后，另一个GTR才能导通。这样能防止两管同时导通，避免桥臂短路。GTR的热容量极小，过电流能力很低，要求故障检测、信号传送及保护动作能瞬间完成，要在微秒级的时间内将电流限制在过载能力的限度以内。

3. 欠饱和及过饱和保护

GTR的二次击穿多由于GTR工作于过饱和状态而引起，而基极驱动引起的过饱和又使GTR的存储时间不必要地加长，直接影响着GTR的开关频率。通常欠饱和保护可根据被驱动GTR的基射极电压降的高低来自动调节基极驱动电流的大小，构成准饱和基极驱动器来完成。

2.3.3　P-MOSFET的保护

P-MOSFET的薄弱之处是栅极绝缘层易被击穿损坏，栅源间电压不得超过±20V。一般认为绝缘栅场效应管易受各种静电感应而击穿栅极绝缘层。为此，在使用时必须注意采取保护措施。

1. 防止静电击穿

P-MOSFET的最大优点是具有极高的输入阻抗，因此在静电较强的场合难于泄放电荷，容易引起静电击穿。静电击穿有两种方式：一是电压型，即栅极的薄氧化层发生击穿，形成针孔，使栅极和源极间短路，或者使栅极和漏极间短路；二是功率型，即金属化薄膜铝条被熔断，造成栅极开路或者是源极开路。

防止静电击穿应注意以下几个方面：

(1) 元件应存放在防静电包装袋、导电材料包装袋或金属容器中。取用器件时，应拿器件管壳，而不要拿引线。

(2) 工作台和烙铁都必须良好接地，焊接时电烙铁功率应不超过25W，最好使用12V～24V的低电压烙铁，且前端作为接地点，先焊栅极，后焊漏极与源极。

(3) 在测试MOSFET时，测量仪器和工作台都必须良好接地，MOSFET的三个电极未全部接入测试仪器或电路前，不要施加电压，改换测试范围时，电压和电流都必须先恢复到零。

2. 栅源间的过电压保护

如果栅源间的阻抗过高，则漏源间电压的突变会通过极间电容耦合到栅极而产生相当高的U_{GS}电压冲击，这一电压会引起栅极氧化层永久性损坏。如果是正方向的U_{GS}瞬态电压还会导致器件的误导通。为此要适当降低栅极驱动电路的阻抗，在栅源之间并接阻尼电阻或并接稳压值约20V的稳压管。特别要注意防止栅极开路工作。

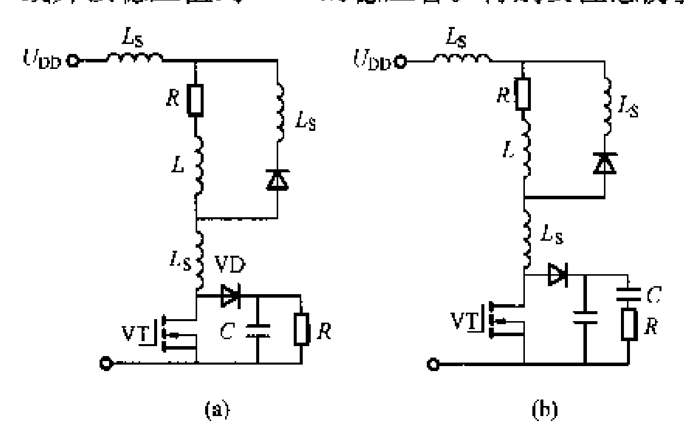


图2-36 漏源间的过电压保护电路

3. 漏源间的过电压保护

如果电路中有电感性负载，则当器件关断时，漏极电流的突变（di/dt）会产生比电源电压高得多的漏极电压冲击，导致器件损坏。可在感性负载两端并接钳位二极管；在器件漏源两端并联二极管RC钳位电路或RC缓冲电路。漏源间的过电压保护电路如图2-36所示。

4. 短路、过电流保护

P-MOSFET的过电流和短路保护与GTR基本类似，只是快速性要求更高，在故障信号取样和布线上要考虑抗干扰，并尽可能减小分布参数的影响。

2.3.4 IGBT的保护

将IGBT用于变换器时，应采取保护措施以防损坏器件，常用的保护措施有：

(1) 通过检测出的过电流信号切断门极控制信号，实现过电流保护；

(2) 利用缓冲电路抑制过电压并限制du/dt；

(3) 利用温度传感器检测IGBT的壳温，当超过允许温度时主电路跳闸，实现过热保护。

1. IGBT的过电流保护

对IGBT的过电流保护可采用漏极电压识别的方法。在正常工作时，IGBT的通态饱和电压降与漏极电流i_D呈近似线性变化的关系，识别通态饱和电压降的大小就可判断IGBT漏极电流的大小。IGBT的结温升高后，在大电流情况下通态饱和压降增加，这种特性有利于过电流识别保护。图2-37为IGBT过电流保护原理接线，由图2-37可知，漏极电压与门极驱动信号相“与”后输出过电流信号，将此过电流信号反馈至主控电路切断门极信号，

以保护 IGBT 不受损坏。具体应用中尚须注意以下两个问题。

(1) 识别时间。从识别出过电流信号至切断门极信号的这段时间必须小于 IGBT 允许短路过电流的时间。由于 IGBT 对短路电流的承受能力与其饱和管压降的大小以及门极驱动电压 U_{GE} 的大小有很大关系。饱和压降越大，短路承受能力越强；U_{GE} 越小，短路承受能力也越强。对于饱和压降为 2～3V 的 IGBT，当 $U_{GE}=15V$ 时，其短路承受能力仅为 5μs。为了有效保护 IGBT，保护电路必须在 2μs 内动作，这样短的反应时间往往使保护电路很难区分究竟是真短路还是“假短路”，这就对整个系统的可靠性带来不利的影响。为此不仅应采用快速光耦合器件 VL 及快速传送电路，而且有必要利用降低门极电压以增加 IGBT 承受短路的能力这一特性。当 U_{GE} 由 15V 降至 10V 时，其短路承受能力则由 5μs 增至 15μs。这样，保护电路动作就可以延长 10μs。这时如果短路仍存在，则认为是真短路，完全关断 IGBT；如果短路消失，则为“假短路”，就把 U_{GE} 由 10V 恢复到正常值 15V，从而既可有效保护 IGBT，又不误动作。

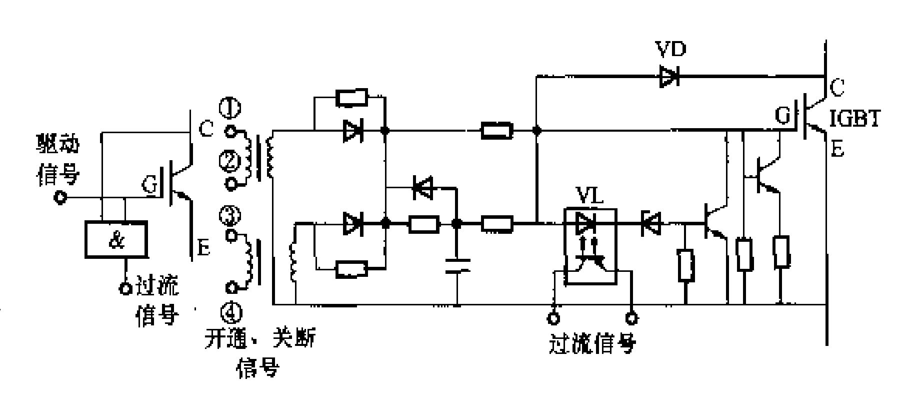


图 2-37　IGBT 过流保护原理接线图

(2) 保护时的关断速度问题。由于 IGBT 过流时电流幅值很大，加之 IGBT 关断速度很快，如果按正常时的关断速度，就会造成 $L di/dt$ 过大，形成很高的尖峰电压，极易损坏 IGBT 和设备中的其他元器件；因此有必要让 IGBT 在允许的短路时间内采取措施使 IGBT 进行“慢速关断”。当检测到真短路时，驱动电路在关断 IGBT 时，必须让门极电压较慢地由 15V 下降，其原理如图 2-38 (a) 所示，图中 V3 平时是导通的，电阻 R_1 不被引入；一旦需要慢速切断，则 V3 管截止，IGBT 输入电容通过 R_G、R_1 放电，时间常数加大，放电速度降低。图 2-38 (b) 为常态快速切断与过电流慢速切断两种情况下的漏极电流波形变化示意图。

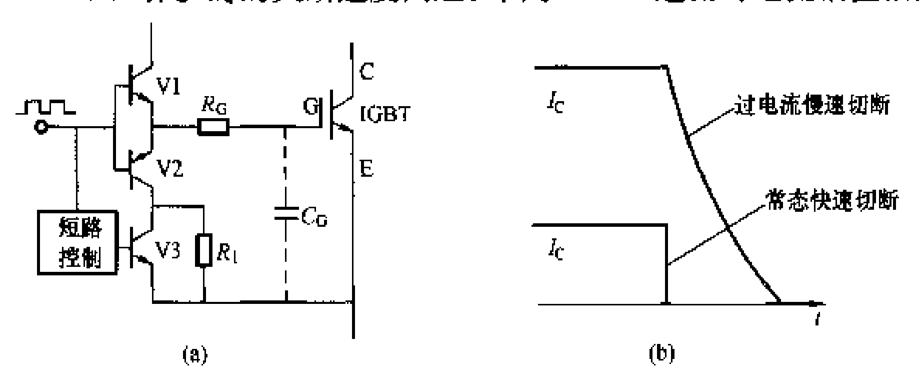


图 2-38　短路过电流慢速切断原理示意图

(a) 慢速关断电路；(b) 关断过程

2. 静电保护

IGBT 的输入级为 MOSFET，所以 IGBT 也存在静电击穿问题，可采用 MOSFET 的防静电方法。

3. 短路保护

在 IGBT 构成的变流器中发生负载短路或同一桥臂出现直通现象时，电源电压直接加

到IGBT的C、E两极之间，流过IGBT的集电极电流将会急剧增加，此时如不迅速撤除栅极驱动信号，就会烧毁IGBT。IGBT只能承受很短时间的短路电流，此时间与IGBT的导通饱和压降有关。为了封锁短路电流，可采用以下方法：

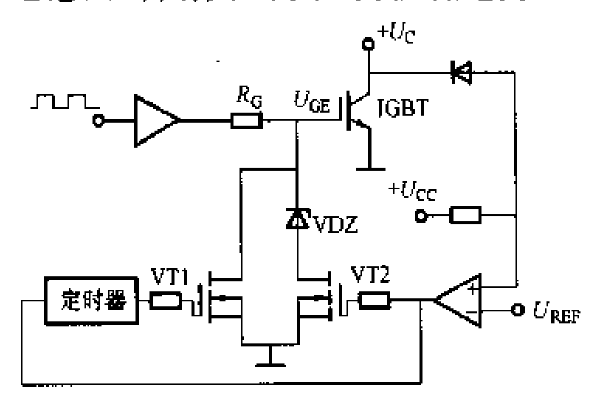


图2-39 IGBT短路保护的功能示意图

(1) 软关断降低栅压的方法。该方法可避免过大的电流下降变化率。因开始时的最大短路电流无法限制，极易因瞬时电流过大而造成IGBT发生锁定，使IGBT因无法封锁电流而损坏。

(2) 过电流降低栅压的方法。图2-39所示为降低栅压实现IGBT短路保护的功能示意图。在正常导通期间，IGBT的饱和压降小于给定电压U_{REF}，比较器输出低电平，MOS管VT1与VT2均截止，IGBT的栅极驱动电压不变。发生过电流故障时，IGBT的集射极间压降U_{CE}增大，当超过U_{REF}时，比较器输出高电平，定时器启动；与此同时，VT2开通，使IGBT的栅极电压降到稳压管的稳压值U_{VDZ}。如果在定时周期结束之前，故障消失，比较器输出又返回低电平，VT2转回截止，恢复正常栅极电压，IGBT继续正常工作。如果在定时周期终了时，故障仍存在，则定时器输出高电位，VT1开通，IGBT的驱动$+U_{CC}$电压被切除，迫使IGBT关断。

2.4 电力电子器件的缓冲电路

2.4.1 缓冲电路的作用与基本类型

电力电子器件的缓冲电路又称吸收电路，它是电力电子器件的一种重要的保护电路，不仅用于半控型器件的保护，而且在全控型器件（如GTO、GTR、P-MOSFET和IGBT等）的应用技术中起着重要的作用。

晶闸管开通时，为了防止过大的电流上升率而烧坏器件，往往在主电路中串入一个扼流电感，以限制过大的di/dt，串联电感及其配件组成了开通缓冲电路，或称串联缓冲电路。晶闸管关断时，电源电压突加在管子上，为了抑制瞬时过电压和过大的电压上升率，防止晶闸管内部流过过大的结电容电流而误触发，需要在晶闸管的两端并联一个RC网络，构成关断缓冲电路，或称并联缓冲电路。

GTO、GTR等全控型自关断器件在实际使用中都必须配用开通和关断缓冲电路，但其作用与晶闸管的缓冲电路有所不同，电路结构也有差别，主要原因是全控型器件的工作频率要比晶闸管高得多，因此开通与关断损耗是影响这种开关器件正常运行的重要因素之一。例如，GTR在动态开关过程中易产生二次击穿的现象，这种现象又与开关损耗直接相关。所以减少全控器件的开关损耗至关重要，缓冲电路的主要作用正是如此，也就是说GTR和P-MOSFET用缓冲电路抑制di/dt和du/dt，主要是为了改变器件的开关轨迹，使开关损耗减少，进而使器件可靠地运行。

综上所述，缓冲电路对于工作频率高的自关断器件，是通过限压、限流、抑制di/dt和

du/dt等方法，把开关损耗从器件内部转移到缓冲电路中去，然后再消耗在缓冲电路的电阻上，或者由缓冲电路设法将其反馈到电源中去。此缓冲电路可分为两大类：前一类是能耗型缓冲电路，后一类是反馈型缓冲电路。能耗型缓冲电路简单，在电力电子器件的容量不大、工作频率也不太高的场合下，这种电路应用很广泛。

2.4.2 缓冲电路的基本结构

缓冲电路的功能包括抑制和吸收二个方面。图2-40（a）是这种电路的基本结构，串联电感L_S用于抑制di/dt的过量，并联的C_S通过快速二极管VDS充电，吸收器件上出现的过电压能量，由于电容电压不会跃变，限制了du/dt。当器件开通时，C_S上的能量经R_S泄放。对于工作频率较高、容量较小的装置，为了减少损耗，可将图2-40（a）的RLCD（电阻—电感—电容—二极管）电路简化为图2-40（b）的形式。这种由RCD（电阻—电容—二极管）网络构成的缓冲电路普遍用于GTR、GTO、P-MOSFET及IGBT等电力电子器件的保护。

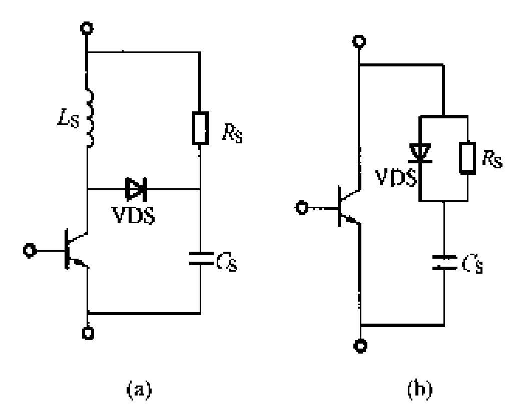


图2-40 电力电子器件的基本缓冲电路
(a) 串并联RLCD缓冲电路；
(b) 并联RCD缓冲电路

图2-41所示的几种缓冲电路是上述基本RCD缓冲电路的简化或演变。图2-41所示的缓冲电路既可用于逆变器中IGBT模块的保护，也适用于其他电力电子器件的缓冲保护，但其性能有所不同。图2-41（a）是最简单的单电容电路，适用于小容量的IGBT模块（10～50A）或其他容量较小的器件。但由于电路中有无阻尼元件，容易产生振荡，为此C_S中可串入R_S加以抑制，这种RC缓冲电路在晶闸管的保护中已用得很普遍。图2-41（b）是把RCD缓冲电路用于由两只IGBT组成桥臂的模块上，此电路比较简单；但吸收功能较单独使用RCD时略差，多用于小容量元件的逆变器桥臂上。有时还可以把图2-41（a）、图2-41（b）两种缓冲电路并联使用，以增强缓冲吸收的功能。图2-41（c）是R_S交叉连接的缓冲电路，当器件断开时，C_S经VDS充电，抑制du/dt；当器件开通前，C_S经电源和R_S释放电荷，同时有部分能量得到反馈，这种电路对大容量的器件，例如，400A以上的IGBT模块比较适合。图2-41（d）是大功率GTO逆变桥臂上的非对称RLCD缓冲电路，图2-41（d）中电感L_S经过VDS和R_S释放磁场能量。GTO开断时，C_S经VDS吸收能量并经R_S把部分能量反馈到电网上去；因此损耗较小，适用于大容量的GTO逆变器。图2-41（c）和图2-41（d）的功能类似，其中C_S具有吸收电能和电压箝位双重功能，且效率较高。

图2-41（e）是三角形吸收电路，这里吸收电容C_1～C_3为三角形联结，在VT1关断时，并联在VT1两端的总吸收电容量由C_3和C_2串联再和C_1并联后组成，即总电容量是$C_\Sigma=C_1//(C_2+C_3)$。这种电路的特点是：①3只电容器之间几乎不需要连接线，所以寄生电感极小；②在电力电子器件工作过程中每只电容器都参与工作，电容器利用率高；③电路的损耗较小，日立公司曾在一定的条件下进行试验比较，这种电路的损耗约为RCD电路损耗的40%，因此我国研制中的GTO交流传动电力机车逆变器也采用这种电路，其GTO的规格为3000A、4500V，吸收电容量为$C_1=C_2=C_3=18\mu F$。

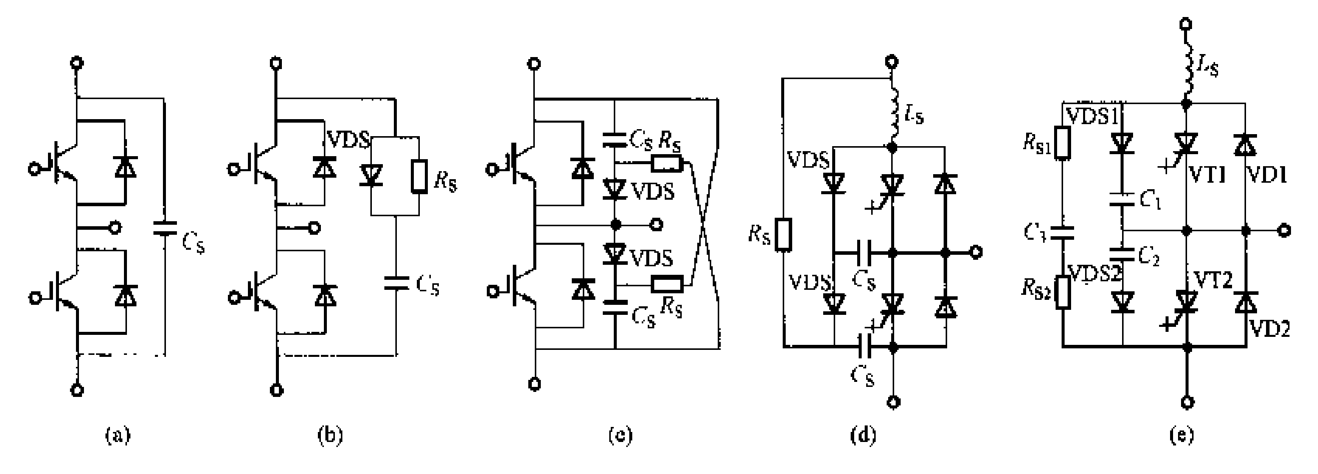


图 2-41 电力电子器件的其他缓冲电路

(a) IGBT 桥臂模块的单电容电路；(b) 桥臂模块公用的 RCD 电路；(c) 有反馈功能的 RCD 电路；
(d) 不对称有反馈的 RCD 电路；(e) △吸收电路

2.5 电力电子器件的串并联应用

和保护电路一样，半控型晶闸管器件的串并联应用也结合整流器的工程设计在第 3 章介绍，本节主要介绍 GTO、P-MOSFET 和 IGBT 等全控型器件的串并联应用问题。

2.5.1 GTO 的串并联应用

GTO 是目前耐压最高、电流容量最大的全控型电力半导体器件，因而在高电压、大容量的应用领域，如在机车牵引、大容量不停电电源、高压电机的供电与调速等应用中具有无可争辩的优势；但是，随着整机设备电流容量和电压等级的不断提高，GTO 器件也必须串联或并联使用。

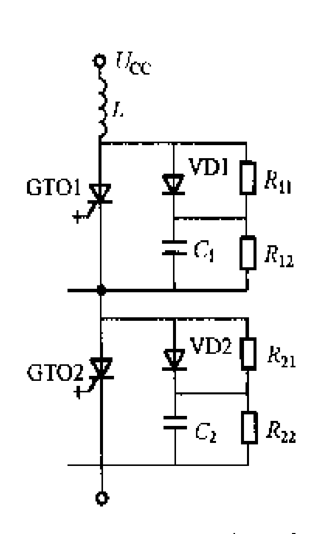


图 2-42 GTO 的串联应用

1. GTO 的串联使用

器件串联使用时主要应解决静、动态过程中的均压问题。图 2-42 为 GTO 串联使用的典型电路，图中 $R_{11} \sim R_{22}$ 为静态均压电阻，电感 L 为动态均压电感。

(1) 开通时的动态均压。GTO 的缓冲电路兼做动态均压电路，GTO 串联电路在开通时较易做到动态均压。假定图 2-42 电路中的 GTO1 后开通，而 GTO2 先开通，那么后开通的 GTO1 要承受较高的失配电压。由于电感 L 的存在，流过均压网络的电流 i 近似为线性变化，并可由下式求出，即

$$i = \frac{U_{CC}}{L}$$

若开通延迟时间之差为 Δt_d，则 GTO1 上的失配电压 ΔU_{on} 为

$$\Delta U_{on} = \left(\frac{U_{CC}}{2LC}\right)\Delta t_d^2$$

(2) 关断时的动态均压。图 2-43 为串联 GTO 关断时的动态电压分配情况。在两个 GTO 的其他特性相同的情况下，电流 i_s 在 Δt_s 期间向电容 C_1 上所积累的电荷 ΔQ 为

$$\Delta Q = i_s \Delta t_s$$

式中，i_s 为流经 GTO1 缓冲电容 C_1 中的电流，Δt_s 为 GTO1 与 GTO2 的存储时间的差值。

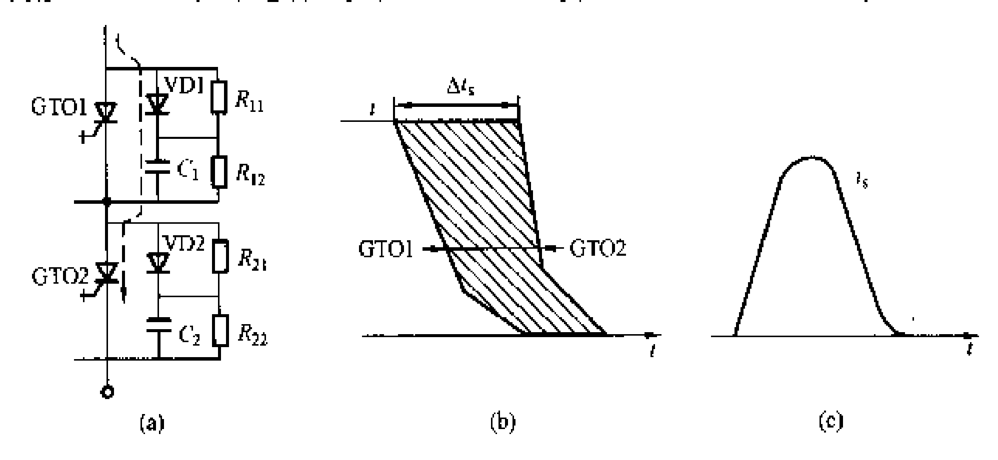


图 2-43　GTO 的关断时的动态电压分配情况

GTO1 上承受的电压 ΔU_{off} 可由下式求出，即 $\Delta U_{off} = \Delta Q/C_1 = i_s \Delta t_s / C_1$。

可见，GTO 串联电路关断时，GTO 的失配电压 ΔU_{off} 与 i_s 和 Δt_s 成正比，与 C_1 成反比。

在实际应用中，虽然反向恢复电荷及存储时间的测量和调整一般都很困难；但是这两个参数均与 GTO 门极电路参数有关，通过改变门极电路参数可以间接地调整存储时间和反向恢复电荷，进而减小串联电路的失配电压。

2. GTO 的并联使用

在 GTO 的并联使用中必须解决器件间的静态与动态均流问题，由于 GTO 器件自身的若干特点，在并联使用中尚需注意以下几点。

(1) GTO 具有最大阳极可关断电流，并联支路中不平衡电流不能超过此值，否则 GTO 有被损坏的危险。

(2) GTO 内部为若干 GTO 元并联而成；因而对于开关损耗的均衡分布有严格的要求，否则会产生局部过热，造成损坏。为此，要求并联 GTO 的开关损耗也要均衡。

(3) GTO 的可关断阳极电流、开通延迟时间及存储时间等参数与门极开通和关断脉冲密切相关，因而门极电路的参数对并联使用有一定影响。

(4) GTO 为快速大功率器件，电路结构、阴极引线电感和均流电抗器漏电感等参数对并联使用均有影响。

常用的 GTO 并联使用方法有强迫均流法和直接并联法两种。

(1) 强迫均流法。图 2-44 示出了强迫均流法的 3 种基本电路。图 2-44 (a) 为非耦合的均流电抗器并联电路，图中的电感 L 用于限制 di/dt，L_1 和 L_2 为带铁心的均流电抗器。由于它们用于均衡并联支路的动态电流，因此称为均流电抗器。图 2-44 (b) 为互相耦合的平衡电抗器并联支路，由于互相耦合的电抗器接在并联的两个 GTO 上，所以能迫使电流均衡分配。当两个线圈中的电流相等时，在铁心内产生的励磁安匝数互相抵消；若不相等时，就会产生一个环流电流。这一环流恰好使电流小的支路电流增加，电流大的支路电流

减小，进而达到两支路电流均衡分配。图2-44（c）则表示并联的GTO多于两个时，也可串联同数量的均流电抗器。如果用互耦平衡电抗器，其相邻支路的线圈极性相反。

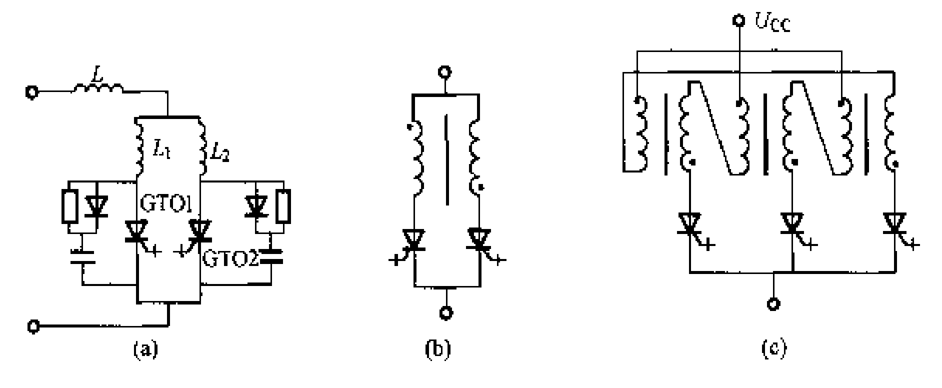


图2-44 GTO强迫均流法的基本电路

（a）非耦合均流电抗器并联；（b）互耦平衡电抗器并联；（c）3个GTO的互耦平衡电抗器接法

均流电抗器对开通延迟时间之差Δt_d、关断存储时间之差Δt_s及通态压降之差ΔU所引起的电流不均衡都有补偿作用。均流电抗器或平衡电抗器的漏抗应尽量小，否则会增加GTO的超调电压，影响GTO的安全运行。

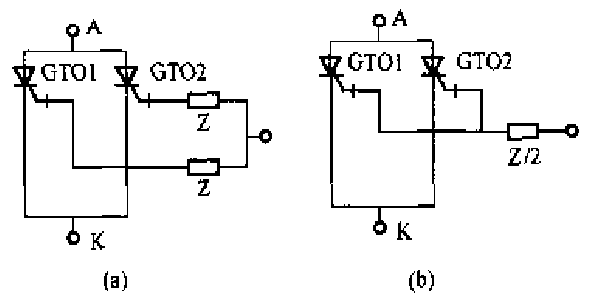


图2-45 GTO直接并联的基本电路

（a）门极串阻抗后的耦合；（b）门极直接耦合

（2）直接并联法。图2-45表示GTO直接并联的两种基本电路。在图2-45（a）中每个GTO的门极串入一定阻抗后与门极信号电路相连接，此电路称作非门极耦合电路。在图2-45（b）中先将门极端连接在一起，然后再接一阻抗，这种电路称为门极直接耦合电路。实践证明，门极直接耦合电路比非门极直接耦合电路的均流效果要好得多。

通态不平衡电流主要由通态压降的失配所决定，因此对并联GTO的通态压降仍需进行匹配筛选，使GTO的通态压降尽可能一致。

在直接耦合电路中，门极电流、门极电压的相互作用使并联GTO具有自动均衡电流的作用，这种耦合方式对延迟时间、存储时间的差异造成的动态电流不均衡有良好的均流效果，而非门极耦合方式效果较差。为此，在直接耦合的并联电路中对GTO的开关时间不必进行筛选。

尽管连接两个GTO阴极端的导线较短、电感很小，但是由于开通时各GTO的di/dt差别较大，在阴极连线上感应的电压仍然相当可观。这种感应电压干扰门极电流的正常运行，严重影响GTO的开通和关断过程。因此，GTO直接并联使用时必须使阴极连线相同，并尽量缩短连线长度。

2.5.2 P-MOSFET的并联应用

当电路要求的电流容量超过单只P-MOSFET的电流容量时，常常需要并联使用P-MOSFET，以增加传导电流或功率的能力。多个功率MOSFET可以直接并联使用，一般不需要采取均流措施，因为P-MOSFET的通态电阻R_{on}具有正温度系数，它能使多个并联

的 P-MOSFET 自动均流。但是，由于 P-MOSFET 自身参数及电路参数不匹配，会导致器件并联应用时出现电流分配不均的问题。严重的电流分配不均，会使并联 P-MOSFET 过载以至烧坏。本节将讨论造成并联器件电流分配不均的原因及并联应用时须注意的问题。

1. 静态均流特性

静态是指 P-MOSFET 已结束其开通过程，并进入稳定导通的工作状态。影响静态电流分配的主要因素是 P-MOSFET 的通态电阻 R_{on}。R_{on}的失配会造成静态电流分配不均。R_{on}值小的器件将流过较大的电流。不过，由于 R_{on}具有正温度系数，在管芯温度升高时，R_{on}不是减小、而是增大、所以并联在一起的多个 P-MOSFET 能自动均流。当并联器件中出现分流不均的情况时，分流较大的器件会因为电流的热效应而有较高的管芯温度，其电流即会因为 R_{on}的相应增大而降低。这在一定程度上抑制了不均匀电流的继续增长。

由于 P-MOSFET 通态电阻的温度系数不是很大，所以当并联器件的 R_{on}相差太大时，自然均流作用往往会因为难以维持太大的温差而效果不理想，或造成器件之间管芯温差过大。由于管芯温度过高会使电路或系统的可靠性下降；因此，P-MOSFET 并联使用时，要尽可能使器件之间有紧密的热耦合作用，也就是使并联管子的温度通过一些散热材料相互作用，达到热量平衡，如将散热片相连或将它们安装在同一个散热器上。这样，高温器件的管芯温度会降低，低温器件的管芯温度会升高。当然，这也会使器件电流的分配均匀性有所削弱。

要减小静态电流的不均，应选用 R_{on}比较接近的 P-MOSFET。

2. 动态均流特性

所谓动态均流，在这里不仅指开通和关断时的电流，还指窄脉冲和占空比较小的峰值电流，影响动态均流的主要参数是跨导 g_m、栅源开启电压 U_T、输入电容 C_i 和通态电阻 R_{on}等。其中，跨导曲线，即漏极电流和栅源电压之间的关系曲线能准确地反映开通与关断过程中的均流程度。最理想的情况是跨导曲线一致、其栅源电压能同时上升或下降。若能如此，则可保证器件开关电流通过饱和区时，不会因为有局部电流不平衡而产生过载的现象。

为了并联器件能够做到动态均流运行，应注意以下两个问题。

(1) 尽量挑选跨导 g_m、栅源开启电压 U_T、输入电容 C_i 和通态电阻 R_{on}值相近的管子作并联用。

(2) 精心布局。器件安装位置应尽量做到完全对称，所有连接线必须一样长，而且尽量加粗和缩短。电源引线最好使用多股绞线，并将电流环的面积做到最小。

为了更好地做到动态均流，有时可在源极回路中串入一个小电感。

3. 功率 MOSFET 并联应用中的寄生振荡

在 P-MOSFET 的并联应用中，由于电路和 P-MOSFET 本身的寄生参数，将在栅极构成串联振荡电路，产生栅极高频振荡。振荡电压峰值一般很高，有可能超过允许栅压。另外，漏极电感和漏源极间等效总寄生电容在器件关断时也将组成串联振荡电路，形成漏极寄生振荡，使漏源间产生关断过电压。为了防止寄生振荡，须采取以下措施。

(1) 并联 P-MOSFET 的各栅极分别用电阻分开，栅极驱动电路的输出阻抗应小于串入的电阻值。例如，当 I_D 为 5～40A 时，可串入 10～100Ω 的电阻。

(2) 可在每个栅极引线上设置铁氧体磁环，即在导线上套一小磁环，形成有损耗阻尼环节。

(3) 必要时在各个器件的漏栅之间接入数百皮法的小电容以改变耦合电压的相位关系。

(4) 尽量降低驱动信号源的内阻抗，并联的器件越多，内阻抗应越小。

2.5.3 IGBT 的串并联应用

1. IGBT 的串联使用

IGBT 串联的关键问题是要解决串联时的静态均压和动态过压问题。

(1) 静态均压问题。在 IGBT 器件都关断的情况下，各 IGBT 的关断电阻可能不一致，因而会造成分压不均。可以在各 IGBT 集电极 C 和发射极 E 之间并联阻值相等的电阻（远小于关断电阻）来解决这个问题。

(2) 动态过压问题。尽管串联电路中各 IGBT 指标、栅极控制信号电路完全相同，但由于各 IGBT 的性能、开关速度的差异、栅极控制信号线路元器件参数的不一致，线路存在分布电感和分布电容等因素，会造成各 IGBT 的开关动作不一致，这就会造成个别 IGBT 器件在开关瞬间 U_{CC} 超过其耐压，损坏该器件。

传统的晶体管串联控制方式也可以用于 IGBT，如图 2-46 (a) 所示。这种电路的特点是由器件、Z_S 和过压撬杠电路分担大的并联电压，避免因电压分配不平衡而损坏管子。

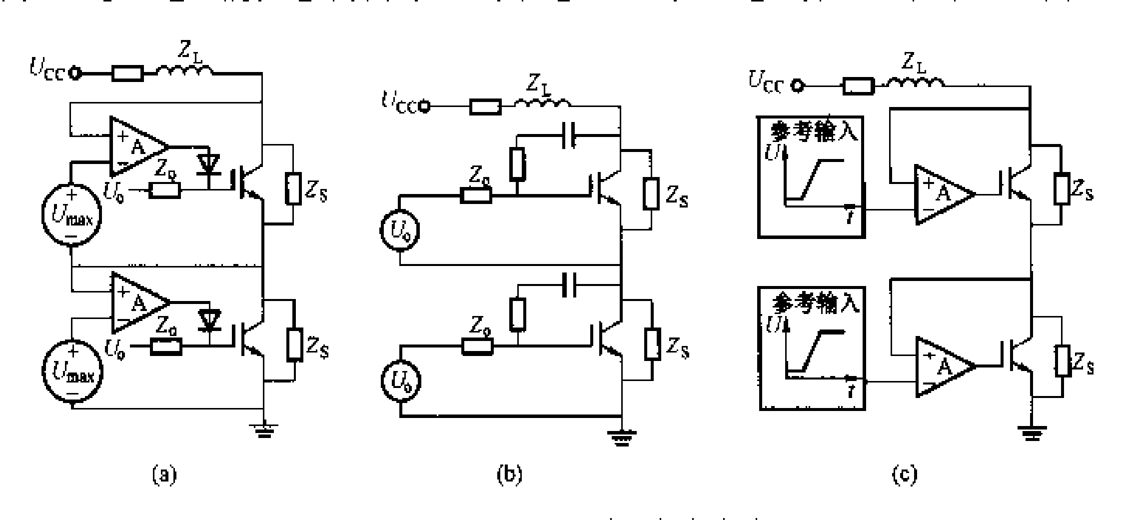


图 2-46 IGBT 的串联控制方式

(a) 开环控制（带过压撬杠电路）；(b) 带主动吸收电路的控制方法；(c) 改进控制方式

根据集电极的 du/dt 反激，采用图 2-46 (b) 所示的主动吸收电路，这种控制方式通过电容吸收关断时的 du/dt，有专门的 IC 电路可用于该方式。根据密勒效应，均压必然取决于所选器件。此外，因为控制的是 du/dt，采用的门极信号必然要保证器件同时关断。IGBT 集电极漏感的存在会引起不稳定振荡，除非内含电阻 R_f，这样就会降低闭环的可靠性。最后，因为电压不是直接控制的，也就没有监测电压分配。为了克服这些问题，可以采用改进电路。该电路使用局部反馈直接控制集电极电压，如图 2-46 (c) 所示。输入对于每个器件和门极驱动是共地的，以保证电压均衡。实际的参考命令来自本身门极驱动器内的斜坡发生器，避免因干扰而引起模拟信号波动。斜坡发生器的输入是高频方波，这样可以采用脉冲变压器或光纤达到电压隔离的目的。

2. IGBT 的并联使用

IGBT 并联的最主要的问题就是均流问题。可采用下列措施：

(1) 在并联时，为减小电流的不平衡，最好采用同等级的器件；

(2) 各 IGBT 的栅极均要接上推荐的栅极电阻 R_G；

(3) IGBT 之间的距离越近越好，发射极之间的接线要等距；

(4) 接线要尽量靠近各 IGBT 的引出端，要用铜排或扁条；

(5) 驱动电路的输出接线要尽量短，且要用屏蔽线或绞合线。

思考题与习题

2-1　锯齿波同步移相触发电路有哪些特点？

2-2　锯齿波同步移相触发电路的移相范围与哪些参数有关？

2-3　如何解决主电路和触发电路的同步问题？主电路三相电源的相序能任意确定吗？

2-4　触发电路中设置控制电压 U_{ct} 和偏移电压 U_b 各起什么作用？如何调整？

2-5　如何根据单结晶体管的基本结构，利用一块万用表的电阻档来判断一个三端半导体元件是单结晶体管而不是普通的晶体管？

2-6　单结晶体管自激振荡电路的振荡频率是由什么决定的？为获得较高的频率，应调整哪些参数？

2-7　同步变压器二次侧电压的大小对于单结晶体管触发电路的移相范围有何影响？

2-8　晶闸管导通角调到最大，输出电压达到最高后，再继续增大给定信号，为什么会产生输出电压反而减小的现象？

2-9　一个移相触发电路，一般都由哪些基本环节组成？

2-10　锯齿波同步移相触发电路有何优点？锯齿波的底宽是由什么元件参数决定的？输出脉冲宽度是如何调整的？双窄脉冲与单宽脉冲相比有什么优点？

2-11　集成触发电路有何优点？输出脉冲宽度由什么决定？调整时应注意什么？

2-12　电力电子开关器件为什么必须设置缓冲电路？

第3章 交流-直流变换电路

本章要点

- 不同负载时，单相可控整流电路的结构、工作原理、波形分析和数量关系；
- 不同负载时，三相可控整流电路的结构、工作原理、波形分析和数量关系；
- 变压器漏抗对整流电路的影响；
- 触发电路的定相和同步；
- 晶闸管整流器的工程设计。

在实际生产中，直流电动机的调速、同步电动机的励磁、电镀、电焊等往往需要电压可调的直流电源。利用晶闸管的单向可控导电性能，可很方便地组成各种可控整流电路。在电力电子学中，将交流电转变为直流电的过程称为整流，完成整流过程的电力电子变换电路称之为整流电路。由晶闸管组成的可控整流电路种类很多，如果按相数来分：可分为单相、三相和多相整流电路；根据整流电路的构成形式，又可分为半波、全波和桥式（含全控桥式和半控桥式）整流电路；按控制方式，可分为相控整流和PWM（脉冲宽度调制）整流两种形式。相控整流采用晶闸管作为主要的功率开关器件，以控制晶闸管在一个交流电源周期内导通的相位角来实现电压调节，因而这种电路被称为相控整流电路，它容量大、控制简单、技术成熟；PWM整流技术是最近发展的一种新型AC/DC变换技术，它采用全控型功率器件和现代控制技术，由于性能优良而越来越受到工程领域的重视。

本章主要讨论单相和三相相控整流电路，介绍整流电路的结构形式及工作原理，分析整流电路的工作波形，整流电路中的数量关系，对电路进行评价。

3.1 单相可控整流电路

3.1.1 单相半波可控整流电路（电阻性负载）

1. 电路结构、工作原理和波形情况

图3-1为单相半波可控整流电路原理图及接电阻性负载时的工作波形。在实际应用中，某些负载基本上是电阻，如电阻加热炉、电解和电镀等。电阻性负载的特点是电压与电流成正比，波形相同并且同相位，电流可以突变。在分析电路工作原理前，首先假设：①开关元件是理想的，即开关元件（晶闸管）导通时，通态压降为零，关断时电阻为无穷大；②变压器是理想的，即变压器漏抗为零，绕组的电阻为零、励磁电流为零。

图3-1（a）是采用晶闸管作为开关元件的单相半波可控整流电路图，变压器Tr起变换电压和隔离的作用，其一次和二次电压瞬时值分别用u_1和u_2表示，二次电压u_2为50Hz

正弦波，其有效值为 U_2。在图3-1(a)的单相半波可控整流电路中，交流电源 u_2 波形如图3-1(b)所示，显然在电源电压正半波（0～π区间），晶闸管承受正向阳极电压，脉冲 u_g 在 $\omega t=\alpha$ 处触发晶闸管，晶闸管开始导通，形成负载电流 i_d，负载上有输出电压和电流。在 $\omega t=\pi$ 时刻，$u_2=0$，电源电压自然过零，晶闸管电流小于维持电流而关断，负载电流为零。在电源电压负半波（π～2π区间），晶闸管承受反向阳极电压而处于关断状态，负载上没有输出电压，负载电流为零，直到电源电压 u_2 的下一周期的正半波，脉冲 u_g 在 $\omega t=2\pi+\alpha$ 处又触发晶闸管，晶闸管再次被触发导通，输出电压和电流又加在负载上，如此不断重复，图3-1(b)也给出了直流输出电压 u_d 和晶闸管两端电压 u_T 的波形。直流输出电压 u_d 和负载电流 i_d 的波形相位相同。表3-1列出了各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压的情况。

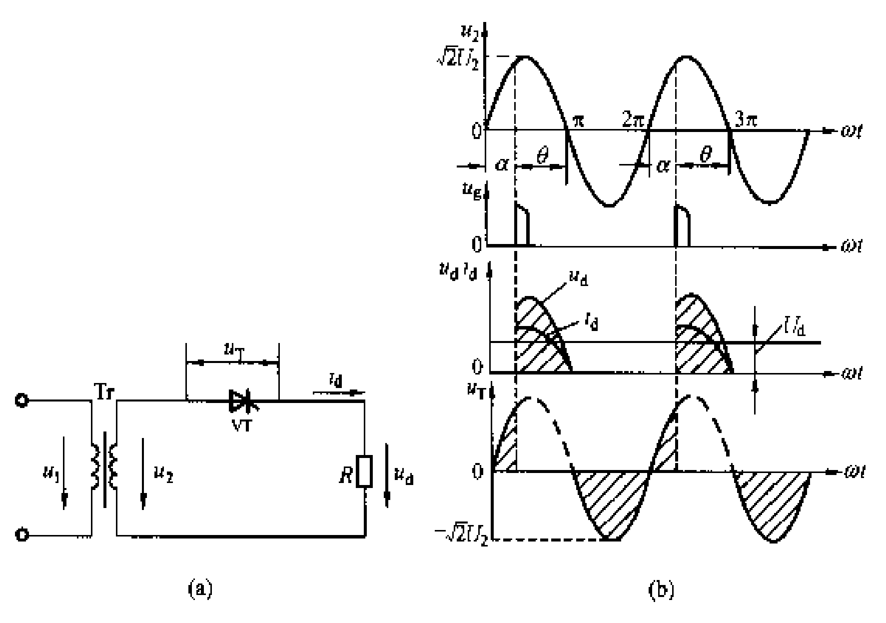


图3-1 单相半波可控整流电路（电阻性负载）

(a) 单相半波可控整流电路图；(b) 接电阻性负载时的工作波形

表3-1 各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压情况

ωt	0～α	α～π	π～2π	2π～2π+α	2π+α～3π	3π～4π
晶闸管导通情况	VT截止	VT导通	VT截止	VT截止	VT导通	VT截止
u_d	0	u_2	0	0	u_2	0
u_T	u_2	0	u_2	u_2	0	u_2

通过改变触发脉冲触发角α的大小，直流输出电压 u_d 的波形发生变化，负载上的输出电压平均值发生变化，显然 $\alpha=180°$ 时，平均电压 $U_d=0$。由于晶闸管只在电源电压正半波（0～π）区间内导通，输出电压 u_d 为极性不变但瞬时值变化的脉动直流，故称"半波"整流。下面介绍几个名词术语和概念。

(1) 触发延迟角α与导通角θ 触发延迟角α就是触发角或控制角α，是指晶闸管从承受正向阳极电压开始到导通时为止之间的电角度。导通角θ，是指晶闸管在一周期内处于通态的电角度。

单相半波可控整流电路电阻性负载情况下控制角α与导通角θ的关系为 $\alpha+\theta=180°$。

(2) 移相 移相是指改变触发脉冲 u_g 出现的时刻，即改变控制角α的大小。

(3) 移相范围 移相范围是指触发脉冲 u_g 的移动范围，它决定了输出电压的变化范

围。在式 $\alpha+\theta=180°$ 中，$\alpha=0°$ 时，$\theta=180°$，$U_d=U_{dmax}$，输出平均电压最高；$\alpha=180°$ 时，$\theta=0°$，$U_d=0$，输出电压最小，单相半波可控整流电路电阻性负载时的移相范围是 $0°\sim180°$。

2. 基本数量关系

(1) 直流输出电压平均值 U_d 与输出电流平均值 I_d。直流输出电压平均值 U_d 为

$$U_d=\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)=\frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}\frac{1+\cos\alpha}{2}=0.45U_2\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{3-1}$$

输出电流平均值 I_d 为

$$I_d=\frac{U_d}{R}=0.45\frac{U_2}{R}\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{3-2}$$

(2) 直流输出电压有效值 U 与输出电流有效值 I。输出电压有效值 U 为

$$U=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(\sqrt{2}U_2\sin\omega t)^2d(\omega t)}=U_2\sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} \tag{3-3}$$

输出电流有效值 I 为

$$I=\frac{U}{R}=\frac{U_2}{R}\sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} \tag{3-4}$$

(3) 晶闸管电流的平均值 I_{dT}、有效值 I_T 和变压器二次侧电流有效值 I_2。晶闸管电流的平均值 I_{dT} 为

$$I_{dT}=I_d=\frac{U_d}{R}=0.45\frac{U_2}{R}\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{3-5}$$

单相半波可控整流电路中，负载电流、晶闸管和变压器二次侧电流有效值相等，即

$$I=I_T=I_2=\frac{U_2}{R}\sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} \tag{3-6}$$

(4) 功率因数 $\cos\varphi$。整流电路功率因数是变压器二次侧有功功率与视在功率的比值为

$$\cos\varphi=\frac{P}{S}=\frac{UI}{U_2I_2}=\frac{UI_2}{U_2I_2}=\sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} \tag{3-7}$$

(5) 晶闸管承受的最大正反向电压 U_{TM}。由图 3-1 (b) 可以看出，晶闸管承受的最大正反向电压 U_{TM} 是相电压峰值，即

$$U_{TM}=\sqrt{2}U_2 \tag{3-8}$$

【例 3-1】 如图 3-1 所示单相半波可控整流电路，电阻性负载，电源电压 U_2 为 220V，要求的直流输出平均电压为 50V，直流输出平均电流为 20A，试计算：

(1) 晶闸管的控制角。

(2) 输出电流有效值。

(3) 电路功率因数。

(4) 晶闸管的额定电压和额定电流。

解： (1) 由式 (3-1) 计算输出电压为 50V 时的晶闸管控制角 α。

$$\cos\alpha=\frac{2U_d}{0.45U_2}-1=\frac{2\times50}{0.45\times220}-1\approx0\text{，则 }\alpha=90°$$

（2）负载电阻 $R=\frac{U_d}{I_d}=\frac{50}{20}=2.5\,\Omega$。当 $\alpha=90°$时，输出电流有效值

$$I=\frac{U}{R}=\frac{U_2}{R}\sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin 2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{2\pi}}=44.4\text{A}$$

（3）电路功率因数 $\cos\varphi=\frac{P}{S}=\frac{UI}{U_2I_2}=\frac{UI_2}{U_2I_2}=\frac{44.4\times 50\div 20}{220}=0.505$

（4）晶闸管的电流有效值 I_T 与输出电流有效值 I 相等，即 $I_T=I$。则 $I_{T(AV)}=(1.5\sim 2)\frac{I_T}{1.57}$，取 2 倍安全裕量，晶闸管的额定电流为 $I_{T(AV)}=56.6\text{A}$；考虑（2～3）倍安全裕量，晶闸管的额定电压为

$$U_{Tn}=(2\sim 3)U_{TM}=(2\sim 3)\times 311\text{V}=622\sim 933\text{V}$$

式中，$U_{TM}=\sqrt{2}U_2=\sqrt{2}\times 220\text{V}=311\text{V}$。根据计算结果可以选取满足要求的晶闸管。

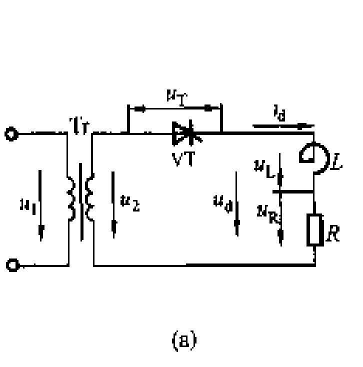
3.1.2　单相半波可控整流电路（阻感性负载）

1. 电路的结构

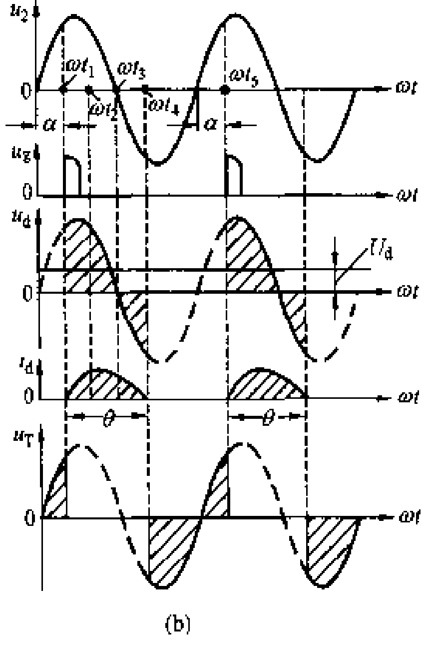
单相半波阻感性负载整流电路如图 3-2（a），当负载中感抗远远大于电阻时称为阻感性负载，属于阻感性负载的有电机的励磁线圈和负载串联电抗器等。阻感性负载的等效电路可以用一个电感和电阻的串联电路来表示。

2. 工作原理

在图 3-2 单相半波可控整流电路中：



(a)



(b)

图 3-2　单相半波可控整流电路（阻感性负载）

（1）在 $\omega t=0\sim\alpha$ 期间：晶闸管承受正向阳极电压，但没有触发脉冲，晶闸管处于正向关断状态，输出电压、电流都等于零。

（2）在 $\omega t=\alpha$（ωt_1）时刻，门极加上触发脉冲，晶闸管被触发导通，电源电压 u_2 加到负载上，输出电压 $u_d=u_2$。由于电感的存在，在 u_d 的作用下，负载电流 i_d 只能从零按指数规律逐渐上升。

（3）在 $\omega t=\omega t_1\sim\omega t_2$ 期间：输出电流 i_d 从零增至最大值。在 i_d 的增长过程中，电感产生的感应电势力图限制电流增大，电源提供的能量一部分供给负载电阻，另一部分转变为电感的储能。

（4）在 $\omega t=\omega t_2\sim\omega t_3$ 期间：负载电流从最大值开始下降，电感电压 $u_L=L\,\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ 改变方向，电感释放能量，企图维持电流不变。

（5）在 $\omega t=\pi$时，交流电压 u_2 过零，但由于电感电压的存在，晶闸管阳、阴极间的电压 u_{AK}仍大于零，晶闸管继续导通，此时电感储存的磁能一部分释放变成电阻的热能，同时

一部分磁能变成电能送回电网，电感的储能全部释放完后，晶闸管在 u_2 反向电压作用下而截止。直到下一个周期的正半周，即在 $\omega t=2\pi+\alpha$ 时，晶闸管再次被触发导通。如此循环下去，其输出电压、电流及元件的电压波形如图 3-2 所示。表 3-2 列出了各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压的情况。

表 3-2　各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压情况

ωt	$0\sim\alpha$ (ωt_1)	$\alpha\sim\pi$ (ωt_3)	$\pi\sim\omega t_4$	$\omega t_4\sim 2\pi$	$2\pi\sim(2\pi+\alpha)$ (ωt_5)
晶闸管导通情况	VT 截止	VT 导通	VT 导通	VT 截止	VT 截止
u_d	0	$u_2>0$	$u_2<0$	0	0
i_d	0	有	有	0	0
u_T	u_2	0	0	u_2	u_2

与电阻性负载相比，负载电感的存在，使得晶闸管的导通角增大，在电源电压由正到负的过零点也不会关断，输出电压出现了负波形，输出电压和电流的平均值减小；大电感负载时输出电压正负面积趋于相等，输出电压平均值趋于零。

3.1.3　单相半波可控整流电路（阻感性负载加续流二极管）

1. 电路结构

为了解决电感性负载存在的问题，必须在负载两端并联续流二极管把输出电压的负向波形去掉。电感性负载加续流二极管的电路如图 3-3 所示。

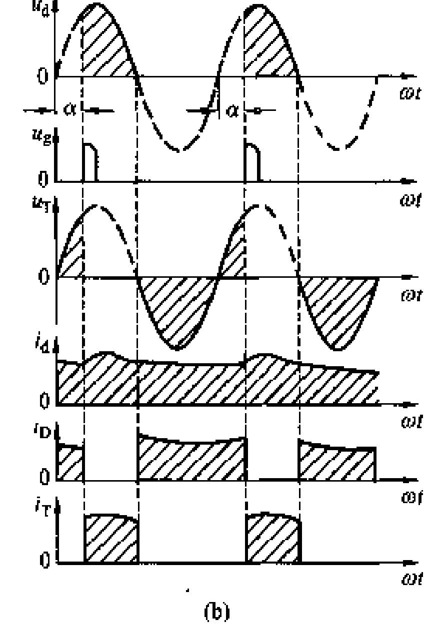


图 3-3　单相半波可控整流电路（阻感性负载加续流二极管）

2. 工作原理

在电源电压正半波（$0\sim\pi$ 区间），晶闸管承受正向阳极电压。脉冲 u_g 在 $\omega t=\alpha$ 处触发晶闸管使其导通，形成负载电流 i_d，负载上有输出电压和电流，在此期间续流二极管 VD 承受反向阳极电压而关断。

在电源电压负半波（$\pi\sim2\pi$ 区间），电感的感应电压使续流二极管 VD 受正向电压而导通续流，此时电源电压 $u_2<0$，u_2 通过续流二极管 VD 使晶闸管承受反向阳极电压而关断，负载两端的输出电压仅为续流二极管的管压降。如果电感足够大，续流二极管一直导通到下一周期晶闸管导通，使 i_d 连续，且 i_d 波形近似为一条直线。

由以上分析可以看出，阻感性负载加续流二极管后，输出电压波形与电阻性负载波形相同，续流二极管起到了提高输出电压的作用。负载电流波形连续且近似为一条直线，如

果电感无穷大，则负载电流为一直线。流过晶闸管和续流二极管的电流波形是矩形波。可以看出，对于阻感性负载加续流二极管的单相半波可控整流电路，移相范围与单相半波可控整流电路电阻性负载相同，为 0°～180°，且有 $\alpha+\theta=180°$。表 3－3 列出了各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压的情况。

表 3－3　　各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压情况

ωt	$0\sim\alpha$	$\alpha\sim\pi$	$\pi\sim2\pi$	$2\pi\sim2\pi+\alpha$	$2\pi+\alpha\sim3\pi$	$3\pi\sim4\pi$
晶闸管导通情况	VT 截止	VT 导通	VT 截止	VT 截止	VT 导通	VT 截止
u_d	0	u_2	0	0	u_2	0
i_d	近似一条直线					
u_T	u_2	0	u_2	u_2	0	u_2
i_D	矩形波	0	矩形波	矩形波	0	矩形波
i_T	0	矩形波	0	0	矩形波	0

3. 基本数量关系

（1）输出电压平均值 U_d 与输出电流平均值 I_d。输出电压平均值 U_d 为

$$U_d=\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^\pi\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)=\frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}\frac{1+\cos\alpha}{2}=0.45U_2\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{3-9}$$

输出电流平均值 I_d 为

$$I_d=\frac{U_d}{R}=0.45\frac{U_2}{R}\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{3-10}$$

（2）晶闸管的电流平均值 I_{dT} 与晶闸管的电流有效值 I_T。

$$I_{dT}=\frac{\pi-\alpha}{2\pi}I_d \tag{3-11}$$

$$I_T=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^\pi I_d^2 d(\omega t)}=\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}}I_d \tag{3-12}$$

（3）续流二极管的电流平均值 I_{dD} 与续流二极管的电流有效值 I_D。

$$I_{dD}=\frac{\pi+\alpha}{2\pi}I_d \tag{3-13}$$

$$I_D=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)}=\sqrt{\frac{\pi+\alpha}{2\pi}}I_d \tag{3-14}$$

（4）晶闸管和续流二极管承受的最大正反向电压 U_{TM}。晶闸管和续流二极管承受的最大正反向电压均为电源电压的峰值 $U_{TM}=\sqrt{2}U_2$。

单相半波可控整流电路的优点是电路简单，调整方便，容易实现；但整流电压脉动大，每周期脉动一次。变压器二次侧流过单方向的电流，存在直流磁化、利用率低的问题，为使变压器不饱和，必须增大铁心截面，这样就导致设备容量增大。

【例 3-2】 具有续流二极管的单相半波可控整流电路对大电感负载供电，如图 3-4 所示，其中电阻 $R=7.5\Omega$，电源电压 220V。计算控制角 30°时，负载平均电压和平均电流值，晶闸管和续流二极管的平均电流值和有效值。

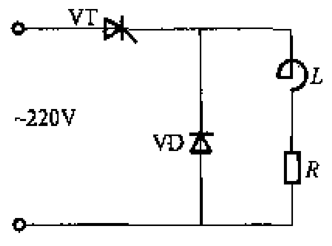


图 3-4 ［例 3-2］的图

解：电路如图 3-4 所示。当 $\alpha=30°$ 时：

输出电压平均值 $U_d=0.45U_2\dfrac{1+\cos\alpha}{2}=0.45\times220\times\dfrac{1+\cos30°}{2}=92.4\text{ V}$

输出电流平均值 $I_d=\dfrac{U_d}{R}=\dfrac{92.4}{7.5}=12.3\text{ A}$

流过晶闸管的电流平均值 $I_{dT}=\dfrac{\pi-\alpha}{2\pi}I_d=\dfrac{180°-30°}{360°}\times12.3=5.1\text{ A}$

流过晶闸管的电流有效值 $I_T=\sqrt{\dfrac{\pi-\alpha}{2\pi}}I_d=\sqrt{\dfrac{180°-30°}{360°}}\times12.3=7.9\text{ A}$

流过续流二极管 VD 的电流平均值 $I_{dD}=\dfrac{\pi+\alpha}{2\pi}I_d=\dfrac{180°+30°}{360°}\times12.3=7.2\text{ A}$

流过续流二极管 VD 的电流有效值 $I_D=\sqrt{\dfrac{\pi+\alpha}{2\pi}}I_d=\sqrt{\dfrac{180°+30°}{360°}}\times12.3=9.4\text{ A}$

3.1.4 单相桥式全控整流电路（电阻性负载）

1. 电路结构

图 3-5（a）为典型的单相桥式全控整流电路，共用了四个晶闸管，两只晶闸管接成共阴极，两只晶闸管接成共阳极，每一只晶闸管是一个桥臂，桥式整流电路的工作特点是整流元件必须成对导通以构成回路。下面首先分析电阻性负载的工作原理。

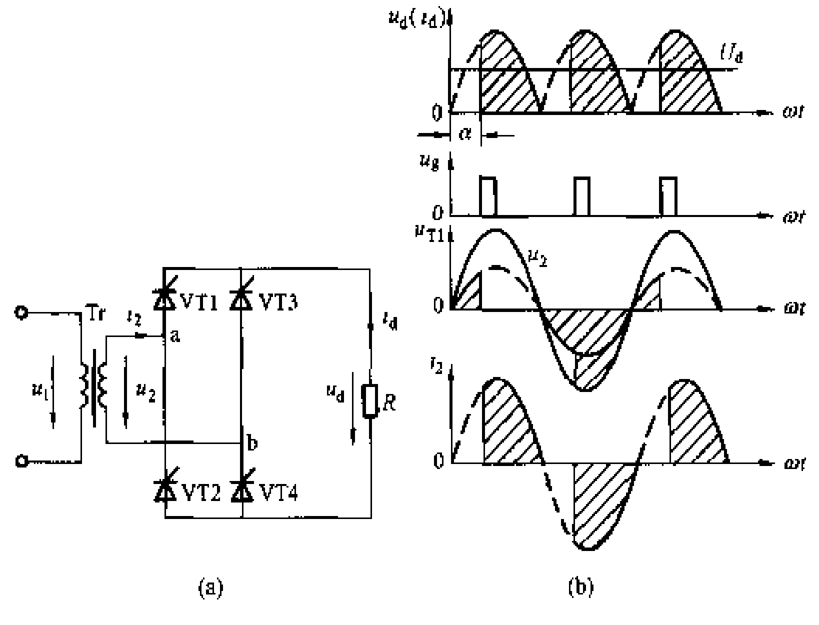


图 3-5 单相全控桥式整流电路（电阻性负载）

2. 工作原理

（1）在 u_2 正半波的（$0\sim\alpha$）区间。晶闸管 VT1、VT4 承受正向电压，但无触发脉冲，晶闸管 VT2、VT3 承受反向电压。因此在 $0\sim\alpha$ 区间，四个晶闸管都不导通。假设四个晶闸管的漏电阻相等，则 $u_{T1.4}=u_{T2.3}=1/2u_2$。

（2）在 u_2 正半波的（$\alpha\sim\pi$）区间。在 $\omega t=\alpha$ 时刻，触发晶闸管 VT1、VT4 使其导通。则负载电流沿 a→VT1→R→VT4→b→Tr 的二次绕组→a 流通，此时负载上有电压（$u_d=u_2$）和电流输出，两者波形相位相同，且 $u_{T1.4}=0$。此时电源电压反向施加到晶闸管 VT2、VT3 上，使其承受反向电压而处于关断状态，则 $u_{T2.3}=1/2u_2$。晶闸管 VT1、VT4

一直导通到 $\omega t=\pi$ 为止，此时因电源电压过零，晶闸管阳极电流下降为零而关断。

(3) 在 u_2 负半波的 ($\pi\sim\pi+\alpha$) 区间。在 $\pi\sim\pi+\alpha$ 区间，晶闸管 VT2、VT3 承受正向电压，因无触发脉冲而处于关断状态，晶闸管 VT1、VT4 承受反向电压也不导通。此时，$u_{T2.3}==u_{T1.4}==1/2u_2$。

(4) 在 u_2 负半波的 ($\pi+\alpha\sim2\pi$) 区间。在 $\omega t=\pi+\alpha$ 时刻，触发晶闸管 VT2、VT3 使其元件导通，负载电流沿 b→VT3→R→VT2→a→Tr 的二次绕组→b 流通，电源电压沿正半周期的方向施加到负载电阻上，负载上有输出电压（$u_d=-u_2$）和电流，且波形相位相同。此时电源电压反向施加到晶闸管 VT1、VT4 上，使其承受反向电压而处于关断状态。晶闸管 VT2、VT3 一直导通到 $\omega t=2\pi$ 为止，此时电源电压再次过零，晶闸管阳极电流也下降为零而关断。晶闸管 VT1、VT4 和 VT2、VT3 在对应时刻不断地周期性交替导通、关断，其电压、电流波形如图 3-4 (b) 所示。可以看出 $\alpha=0°$ 时，$\theta=180°$，输出电压最高；$\alpha=180°$ 时，$\theta=0°$，输出电压最低，因此单相桥式整流电路电阻性负载时的移相范围是 0°～180°。

表 3-4 列出了各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压的情况。

表 3-4　各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压情况

ωt	$0\sim\alpha$	$\alpha\sim\pi$	$\pi\sim\pi+\alpha$	$\pi+\alpha\sim2\pi$
晶闸管导通情况	VT 1.4截止 VT 2.3截止	VT 1.4导通 VT 2.3截止	VT 1.4截止 VT 2.3截止	VT 1.4截止 VT 2.3导通
u_d	0	u_2	0	u_2
i_d	0	u_2/R	0	u_2/R
i_2	0	u_2/R	0	$-u_2/R$
u_T	$u_{T1.4}=1/2u_2$ $u_{T2.3}=1/2u_2$	$u_{T1.4}=0$ $u_{T2.3}=u_2$	$u_{T1.4}=1/2u_2$ $u_{T2.3}=1/2u_2$	$u_{T1.4}=u_2$ $u_{T2.3}=0$

尽管整流电路的输入电压 u_2 是交变的，但负载上正负两个半波内均有相同方向的电流流过，输出电压一个周期内脉动两次，由于桥式整流电路在正、负半周均能工作，变压器二次绕组在正、负半周内均有大小相等、方向相反的电流流过，消除了变压器的直流磁化，提高了变压器的有效利用率。

3. 基本数量关系

(1) 输出电压平均值 U_d 与输出电流平均值 I_d。输出电压平均值 U_d 为

$$U_d=\frac{1}{\pi}\int_\alpha^\pi\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)=\frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}\frac{1+\cos\alpha}{2}=0.9U_2\frac{1+\cos\alpha}{2}\qquad(3-15)$$

输出电流平均值 I_d 为

$$I_d=\frac{U_d}{R}=0.9\frac{U_2}{R}\frac{1+\cos\alpha}{2}\qquad(3-16)$$

(2) 输出电压有效值 U 为

$$U=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_\alpha^\pi(\sqrt{2}U_2\sin\omega t)^2d(\omega t)}=U_2\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{\pi}}\qquad(3-17)$$

(3) 输出电流有效值 I 与变压器二次侧电流 I_2。输出电流有效值 I 与变压器二次侧电流 I_2 相同为

$$I = I_2 = \frac{U}{R} = \frac{U_2}{R}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{\pi}} \tag{3-18}$$

(4) 晶闸管的电流平均值 I_{dT} 与晶闸管电流有效值 I_T。晶闸管的平均电流为负载电流平均值的一半，即

$$I_{dT} = \frac{1}{2}I_d = 0.45\frac{U_2}{R}\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{3-19}$$

而晶闸管电流有效值

$$I_T = \frac{U_2}{R}\sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{2\pi}} = \frac{1}{\sqrt{2}}I_2 \tag{3-20}$$

(5) 功率因数 $\cos\varphi$ 为

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{UI}{U_2 I_2} = \frac{UI_2}{U_2 I_2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{\pi}} \tag{3-21}$$

显然功率因数与 α 相关，$\alpha=0°$时，$\cos\varphi=1$。

(6) 晶闸管承受的最大正反向电压 U_{TM}。从图 3-5 (b) 可知晶闸管承受的最大反向电压是相电压峰值的 $\sqrt{2}U_2$，承受的最大正向电压是 $U_2/\sqrt{2}$。

3.1.5 单相桥式全控整流电路（阻感性负载）

1. 电路结构和工作原理

阻感性负载电路如图 3-6 所示。由于电感的作用，输出电压出现负波形；当电感无限大时，输出电流近似平直，流过晶闸管和变压器副边的电流为矩形波。

(1) 在电源电压 u_2 正半波的（0 ～ α）区间。在 u_2 正半波的（0 ～ α）区间，晶闸管 VT1、VT4 承受正向电压，但无触发脉冲，VT1、VT4 处于关断状态。假设电路已经工作在稳定状态，则在（0 ～ α）区间由于电感的作用，晶闸管 VT2、VT3 维持导通。

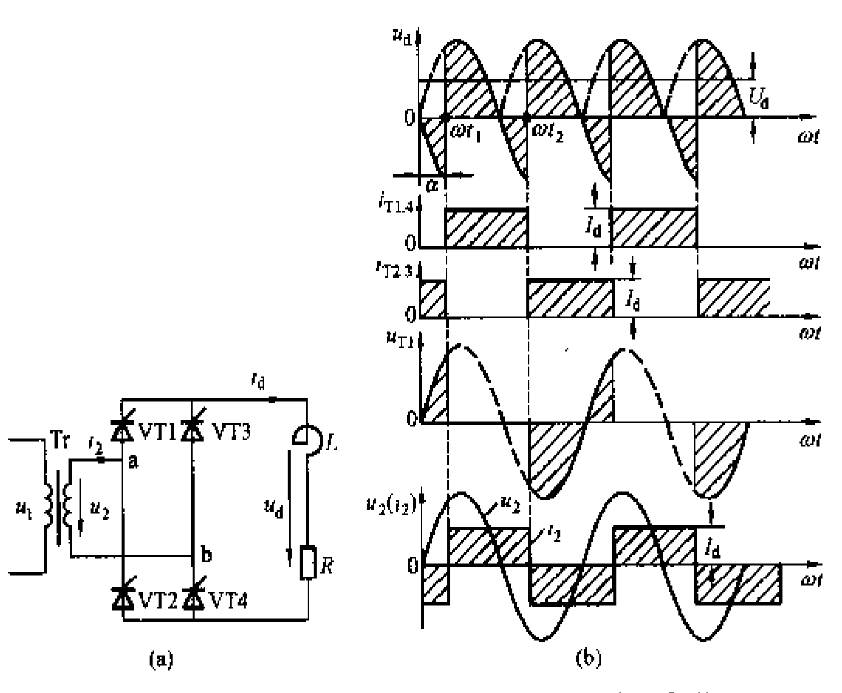


图 3-6 单相全控桥式整流电路（阻感性负载）

(2) 在 u_2 正半波的（α ～ π）区间。在 $\omega t=\alpha$ 时刻，触发晶闸管 VT1、VT4 使其导通，负载电流沿 a→VT1→L→R→VT4→b→Tr 的二次绕组→a 流通，此时负载上有输出电压（$u_d=u_2$）和电流。电源电压反向施加到晶闸管 VT2、VT3 上，使其承受反向电压而

处于关断状态。

(3) 在电源电压 u_2 负半波的（$\pi \sim \pi+\alpha$）区间。当 $\omega t=\pi$ 时，电源电压自然过零，感应电势使晶闸管 VT1、VT4 继续导通。在电源电压负半波，晶闸管 VT2、VT3 承受正向电压，因无触发脉冲，VT2、VT3 处于关断状态。

(4) 在 u_2 负半波的（$\pi+\alpha \sim 2\pi$）区间。在 $\omega t=\pi+\alpha$ 时刻，触发晶闸管 VT2、VT3 使其导通，负载电流沿 b→VT3→L→R→VT2→a→Tr 的二次绕组→b 流通，电源电压沿正半周期的方向施加到负载上，负载上有输出电压（$u_d=-u_2$）和电流。此时电源电压反向施加到晶闸管 VT1、VT4 上，使其承受反向电压而关断。晶闸管 VT2、VT3 一直要导通到下一周期 $\omega t=2\pi+\alpha$ 处再次触发晶闸管 VT1、VT4 为止。

表 3-5 列出了各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压的情况。

表 3-5　各区间晶闸管的导通、负载电压和晶闸管端电压情况

ωt	$0 \sim \alpha$	$\alpha \sim \pi$	$\pi \sim \pi+\alpha$	$\pi+\alpha \sim 2\pi$	$2\pi \sim 2\pi+\alpha$
晶闸管导通情况	VT 1.4截止 VT 2.3导通	VT 1.4导通 VT 2.3截止	VT 1.4导通 VT 2.3截止	VT 1.4截止 VT 2.3导通	VT 1.4截止 VT 2.3导通
u_d	$-u_2$	u_2	$-u_2$	u_2	$-u_2$
i_d	$+I_d$				
i_2	$-I_d$	$+I_d$	$+I_d$	$-I_d$	$-I_d$
u_T	$u_{T1.4}=u_2$ $u_{T2.3}=0$	$u_{T1.4}=0$ $u_{T2.3}=-u_2$	$u_{T1.4}=0$ $u_{T2.3}=-u_2$	$u_{T1.4}=-u_2$ $u_{T2.3}=0$	$u_{T1.4}=u_2$ $u_{T2.3}=0$
i_T	$i_{T1.4}=0$ $i_{T2.3}=I_d$	$i_{T1.4}=I_d$ $i_{T2.3}=0$	$i_{T1.4}=I_d$ $i_{T2.3}=0$	$i_{T1.4}=0$ $i_{T2.3}=I_d$	$i_{T1.4}=0$ $i_{T2.3}=I_d$

从波形可以看出 $\alpha>90°$ 时，输出电压波形正负面积相同，平均值为零，所以该电路的移相范围是 0°～90°。控制角 α 在 0°～90°之间变化时，晶闸管导通角 $\theta=\pi$，导通角 θ 与控制角 α 无关。

2. 基本数量关系

(1) 输出电压平均值 U_d 和输出电流平均值 I_d。输出电压平均值 U_d 为

$$U_d=\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)=\frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}\cos\alpha=0.9U_2\cos\alpha \tag{3-22}$$

输出电流平均值 I_d 为

$$I_d=\frac{U_d}{R} \tag{3-23}$$

输出电流波形是一条水平线。

(2) 晶闸管的电流平均值 I_{dT}。由于晶闸管轮流导电，所以流过每个晶闸管的平均电流只有负载平均电流的一半，即

$$I_{dT}=\frac{1}{2}I_d \tag{3-24}$$

(3) 晶闸管的电流有效值 I_T 为

$$I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d \tag{3-25}$$

通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 为

$$I_{T(AV)} = \frac{I_T}{1.57} \tag{3-26}$$

(4) 变压器副边电流有效值 I_2。变压器副边电流 I_2 的波形是对称的正负矩形波。其有效值为 $I_2 = \sqrt{2} I_T = I_d$。

(5) 晶闸管承受的最大正反向电压 U_{TM}。晶闸管承受的最大正反向电压为 $U_{TM} = \sqrt{2} U_2$。

3.1.6 单相桥式全控整流电路(反电势负载)

1. 电阻性反电势负载的情况

蓄电池充电电路是典型的电阻性反电势负载。反电势负载的特点是:只有整流电压的瞬时值 u_d 大于反电势 E 时,晶闸管才能承受正向电压而导通,这使得晶闸管导通角减小。晶闸管导通时,$u_d = u_2$,$i_d = \frac{u_d - E}{R}$,晶闸管关断时,$u_d = E$。如图 3-7(b)所示,与电阻负载相比晶闸管提前了电角度 δ 停止导电,在 α 相同情况下,i_d 波形在一周期内为 0 的时间较电阻性负载时长,δ 称作停止导电角。

$$\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2} U_2} \tag{3-27}$$

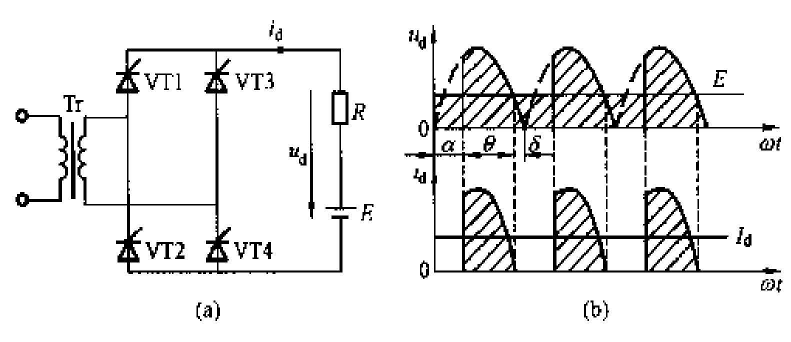


图 3-7 单相全控桥反电势负载($L=0$)

当 $\alpha < \delta$ 时,触发脉冲到来时,晶闸管承受负电压,不可能导通。为了使晶闸管可靠导通,要求触发脉冲有足够的宽度,保证当 $\omega t = \alpha$ 时刻晶闸管开始承受正电压时,触发脉冲仍然存在。这样,相当于触发角被推迟,即 $\alpha = \delta$。

2. 阻感性反电势负载的情况

图 3-7 中,若负载为直流电动机时,此时负载性质为阻感性反电动势负载(电枢电阻、电枢电感、感应电势分别为电阻、电感和反电动势负载)。当电枢电感不足够大时,输出电流波形断续,使晶闸管一电动机系统的机械特性变软,为此通常在负载回路串接平波电抗器以减小电流脉动,延长晶闸管导通时间;如果电感足够大,电流就能连续,在这种条件下其工作情况与电感性负载相同,其工作波形见图 3-6(b)。

单相全控桥式整流电路主要适用于 4kW 左右的整流电路,与单相半波可控整流电路相比,整流电压脉动减小,每周期脉动两次。变压器二次侧流过正反两个方向的电流,不存在直流磁化,利用率高。

3.1.7 单相桥式半控整流电路（阻感性负载）

1. 单相桥式半控整流电路（不带续流二极管）

（1）电路结构。

在单相桥式全控整流电路中，每个工作区间有两个晶闸管导通，每个导电回路由两个晶闸管同时控制。实际上，对单个导电回路进行控制，只需一个晶闸管就可以了。为此，在每个导电回路中，一个仍用晶闸管进行控制，另一个则用大功率整流二极管代替，从而简化了整个电路。把图3-5（a）中的晶闸管VT2，VT4换成二极管VD2，VD4即成为单相桥式半控整流电路，如图3-8（a）所示。

在电阻性负载下，单相桥式半控整流电路和单相桥式全控整流电路的u_d、i_d、i_2等波形完全相同，因而一些计算公式也相同。下面主要讨论感性负载时的工作情况，单相桥式半控整流电路带大电感负载时的电路和电压、电流波形如图3-8所示。

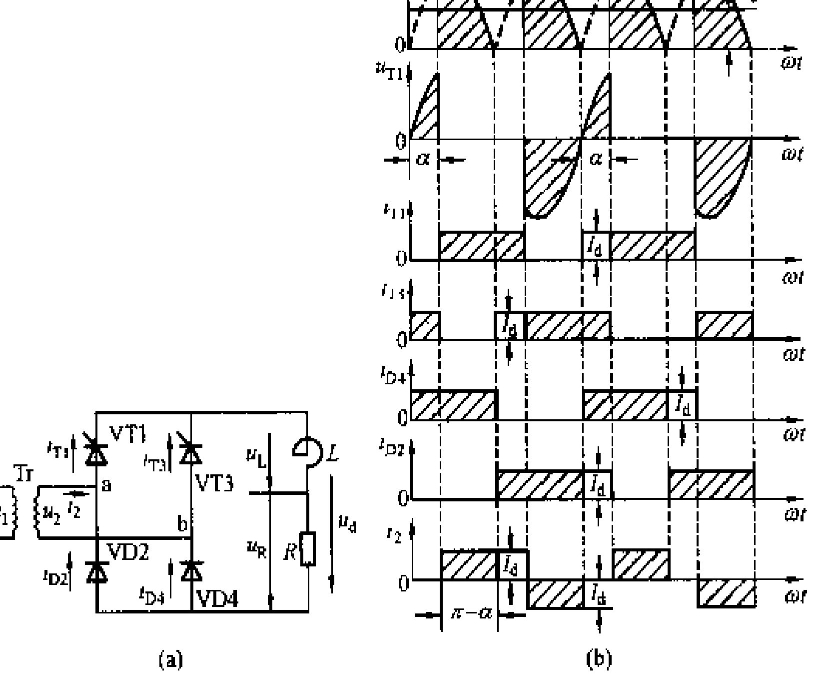


图3-8 单相桥式半控整流电路带大电感负载时的电路原理图和电压、电流波形

（2）工作原理。

1）若是感性负载，当u_2在正半周时，在$\omega t=\alpha$时刻触发晶闸管VT1使其导通，电流从电源电压u_2正端→VT1→L→R→VD4→u_2负端向负载供电。

2）u_2过零变负时，因电感L的作用使电流连续，VT1继续导通。但因a点电位低于b点电位，使得电流从VD4转移至VD2，VD4关断，电流不再流经变压器二次绕组，而是经VT1和VD2续流。此阶段，忽略器件的通态压降，则$u_d=0$，不像全控桥电路那样出现u_d为负的情况。

3）在u_2负半周$\omega t=\pi+\alpha$时刻触发VT3使其导通，则VT1承受反压而关断，u_2经VT3→L→R→VD2→u_2端向负载供电。

4）u_2过零变正时，VD4导通，VD2关断。VT3和VD4续流，u_d又为零。

此后重复以上过程。

电路工作的特点是：晶闸管在触发时刻换流，二极管则在电源过零时刻换流。所以单相半控桥式整流电路即使直流输出端不接续流二极管，由于桥路二极管内部的续流作用，负载端与接续流二极管一样，U_d、I_d的计算公式与电阻性负载相同。流过晶闸管和二极管的电流都是宽度为180°的方波且与控制角无关，变压器的二次侧电流为正负对称的交变方波。

尽管电路具有自续流能力，但在实际运行时，当突然把控制角α增大到180°或突然切

断触发电路时，会发生导通的晶闸管一直导通而两个二极管轮流导通的失控现象。例如VT1正在导通时切断触发电路，当 u_2 过零变负时，因电感 L 的作用，使电流通过VT1、VD2形成续流。L 中的能量如在整个负半周都没有释放完，就使VT1在整个负半周都保持导通。当 u_2 过零变正时VT1承受正压继续导通，同时VD2关断VD4导通。因此即使不加触发脉冲，负载上仍保留了正弦半波的输出电压，这在使用时是不允许的。失控时，不导通的晶闸管两端的电压波形为 u_2 的交流波形。

由于上述原因，实用中还需要加续流二极管VD，以避免可能发生的失控现象。

2. 单相桥式半控整流电路（带续流二极管）

（1）电路结构和工作原理。

单相桥式半控整流电路（带续流二极管）的电路和电压、电流波形如图3-9所示。

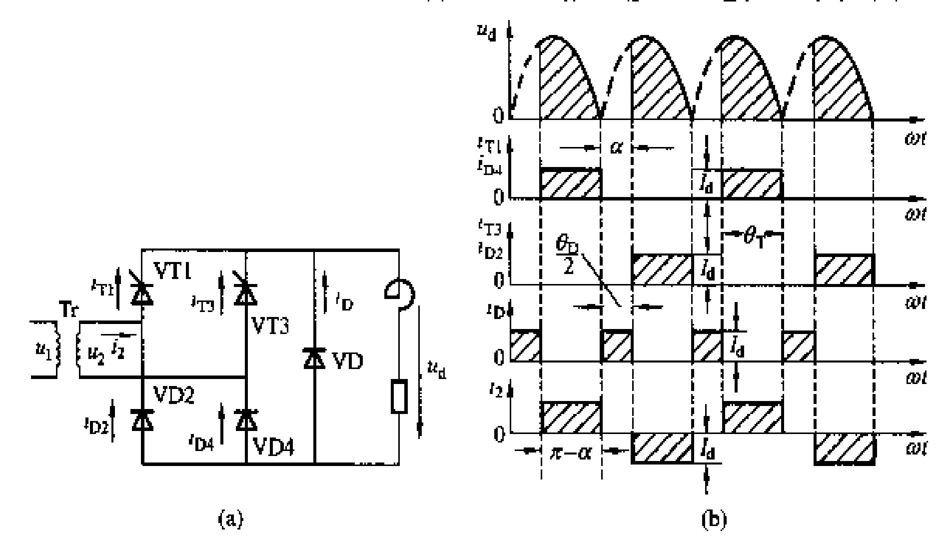


图3-9 单相桥式半控整流电路（带续流二极管）的电路原理图和电压、电流波形

接上续流二极管后，当电源电压降到零时，负载电流经续流二极管续流，使桥路直流输出端只有1V左右的压降，迫使晶闸管与二极管串联电路中的电流减小到维持电流以下，使晶闸管关断，这样就不会出现失控现象了。

（2）数量关系。

若控制角为 α，则每个晶闸管导通角为 $\theta_T=180°-\alpha$。

1）流经晶闸管和整流管的平均电流 $I_{dT}=\frac{\theta_T}{2\pi}I_d=\frac{\pi-\alpha}{2\pi}I_d$ （3-28）

流经晶闸管和整流管的电流有效值 $I_T=\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}}I_d$ （3-29）

2）流经续流二极管的平均电流 $I_{dD}=\frac{\theta_D}{2\pi}I_d=\frac{2\alpha}{2\pi}I_d=\frac{\alpha}{\pi}I_d$ （3-30）

流经续流二极管的电流有效值 $I_D=\sqrt{\frac{\alpha}{\pi}}I_d$ （3-31）

单相桥式半控整流电路的另一种接法如图3-10（a）所示，相当于把图3-6（a）中的VT3和VT4换成二极管VD3和VD4，这样可以省去续流二极管VD，续流由VD3和VD4来实现。因此，即使不外接续流二极管，电路也不会出现失控现象。但这种电路的二极管

既要参与整流又要参与续流，其负担增加。此时，两个晶闸管阴极电位不同，VT1 和 VT2 触发电路要隔离。这种电路的电流和电压波形如图 3 - 10（b）所示。

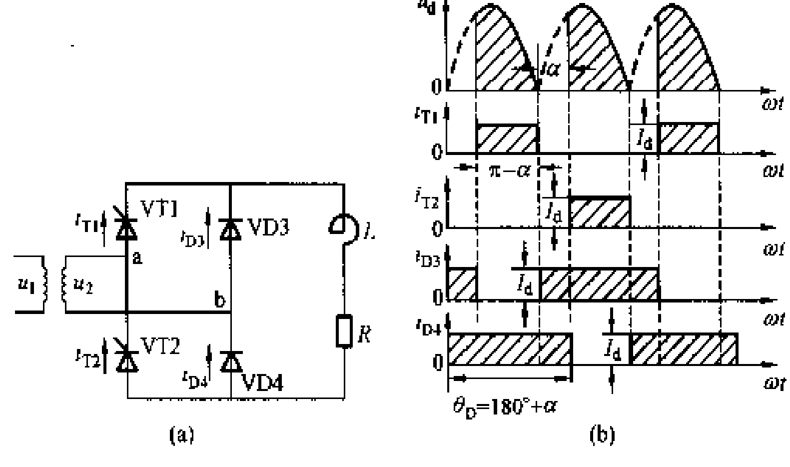


图 3 - 10　晶闸管串联的单相桥式半控整流电路及其电流和电压波形

【例 3 - 3】　有一大电感负载采用单相半控桥式带续流二极管的整流电路供电，负载电阻为 5Ω，输入电压 220V，晶闸管控制角 $\alpha=60°$，求流过晶闸管、二极管的电流平均值及有效值。

解： 输出电压平均值

$$U_d = 0.9U_2\frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9\times220\text{V}\times\frac{1+0.5}{2} = 149\text{V}$$

负载电流平均值

$$I_d = U_d/R = \frac{149}{5}\approx 30\text{A}$$

晶闸管及整流二极管每周期的导电角 $\theta_T = 180° - \alpha = 180° - 60° = 120°$

续流二极管每周期的导电角 $\theta_D = 360° - 2\theta_T = 360° - 240° = 120°$

晶闸管及二极管的电流平均值和有效值分别为

$$I_{dT} = I_{dD} = \frac{120°}{360°}I_d = 10\text{A}$$

$$I_T = I_D = \sqrt{\frac{120°}{360°}}I_d = 17.3\text{A}$$

由上述计算可知，单相桥式半控整流电路接大电感负载时，流过晶闸管元件的平均电流与元件的导通角成正比。当导通角为 120°时，流过续流二极管和晶闸管的平均电流相等。当小于 120°时，流过续流二极管的平均电流比流过晶闸管的电流大，导通角越小，前者大得越多。因此续流二极管的容量必须考虑在续流二极管中实际流过的电流的大小，有时可以与晶闸管的额定电流相同，有时应选得比晶闸管额定电流大一级的元件。

表 3 - 6 列出了部分常见的单相整流电路和在不同负载时的数量关系。

表 3 - 6　　部分常见单相整流电路在不同负载时的数量关系

电路名称	单相半波	单相桥式全控	单相桥式半控	单相桥式半控
电路图	u_2　u_d　I_d	u_2　u_d　I_d	u_2　u_d	u_2　u_d
输出平均电压 U_d	0～0.45 U_2	0～0.9 U_2	0～0.9 U_2	0～0.9 U_2

续表

电路名称			单相半波	单相桥式全控		单相桥式半控		单相桥式半控
电阻性负载	最大移相范围		180°	180°		180°		180°
	晶闸管导通角θ		$180^\circ-\alpha$	$180^\circ-\alpha$		$180^\circ-\alpha$		$180^\circ-\alpha$
	晶闸管最大正向电压		$\sqrt{2}U_2$	$\frac{1}{2}\sqrt{2}U_2$		$\sqrt{2}U_2$		$\sqrt{2}U_2$
	晶闸管最大反向电压		$\sqrt{2}U_2$	$\sqrt{2}U_2$		$\sqrt{2}U_2$		$\sqrt{2}U_2$
	整流管最大反向电压					$\sqrt{2}U_2$		$\sqrt{2}U_2$
	晶闸管平均电流		I_d	$\frac{1}{2}I_d$		$\frac{1}{2}I_d$		$\frac{1}{2}I_d$
	整流管平均电流			$\frac{1}{2}I_d$		$\frac{1}{2}I_d$		$\frac{1}{2}I_d$
	$\alpha\neq0$时，输出平均电压		$0.225U_2(1+\cos\alpha)$	$0.45U_2(1+\cos\alpha)$		$0.45U_2(1+\cos\alpha)$		$0.45U_2(1+\cos\alpha)$
	变压器功率（$\alpha=0$）时	一次侧	$2.68P_d$	$1.24P_d$		$1.24P_d$		$1.24P_d$
		二次侧	$3.49P_d$	$1.24P_d$		$1.24P_d$		$1.24P_d$
大电感性负载	是否需要续流二极管		要	要	不要	要	不要	不要
	最大移相范围		180°	180°	90°	180°	180°	180°
	晶闸管导通角θ		$180^\circ-\alpha$	$180^\circ-\alpha$	180°	$180^\circ-\alpha$	180°	$180^\circ-\alpha$
	晶闸管电流有效值/输出直流平均值		$\sqrt{\frac{180^\circ-\alpha}{360^\circ}}$	$\sqrt{\frac{180^\circ-\alpha}{360^\circ}}$	0.707	$\sqrt{\frac{180^\circ-\alpha}{360^\circ}}$	0.707	$\sqrt{\frac{180^\circ-\alpha}{360^\circ}}$
	整流管电流有效值/输出电流平均值					$\sqrt{\frac{180^\circ-\alpha}{360^\circ}}$	0.707	$\sqrt{\frac{180^\circ+\alpha}{360^\circ}}$
	续流管电流有效值/输出电流平均值		$\sqrt{\frac{180^\circ+\alpha}{360^\circ}}$	$\sqrt{\frac{\alpha}{180^\circ}}$		$\sqrt{\frac{\alpha}{180^\circ}}$		
	续流管最大反向电压		$\sqrt{2}U_2$	$\sqrt{2}U_2$		$\sqrt{2}U_2$		
	$\alpha\neq0$时，输出平均电压		$0.225U_2\times(1+\cos\alpha)$	$0.45U_2\times(1+\cos\alpha)$	$0.9U_2\times\cos\alpha$	$0.45U_2\times(1+\cos\alpha)$	$0.45U_2\times(1+\cos\alpha)$	$0.45U_2\times(1+\cos\alpha)$
	变压器功率（$\alpha=0$）时	一次侧	$2.22P_d$	$1.11P_d$		$1.11P_d$		$1.11P_d$
		二次侧	$3.14P_d$	$1.11P_d$		$1.11P_d$		$1.11P_d$
	脉动电压情况（$\alpha=0$）	波纹因数	1.21	0.48		0.48		0.48
		最低脉频率	f	$2f$		$2f$		$2f$

3.2 三相半波可控整流电路

3.2.1 三相半波可控整流电路（电阻性负载）

1. 电路结构

三相半波可控整流电路如图 3-11（a）所示，为了得到零线，整流变压器 Tr 的二次绕

组接成星形；为了给三次谐波电流提供通路，减少高次谐波的影响，变压器一次绕组接成三角形；图中三个晶闸管的阴极连在一起，称为共阴极接法。三个晶闸管的触发脉冲互差120°，在三相整流电路中，通常规定$\omega t=30°$为控制角α的起点，称为自然换相点。三相半波共阴极可控整流电路的自然换相点是三相电源相电压正半周波形的相交点，在各相相电压的30°处，即ωt_1、ωt_2、ωt_3点。自然换相点之间互差120°。

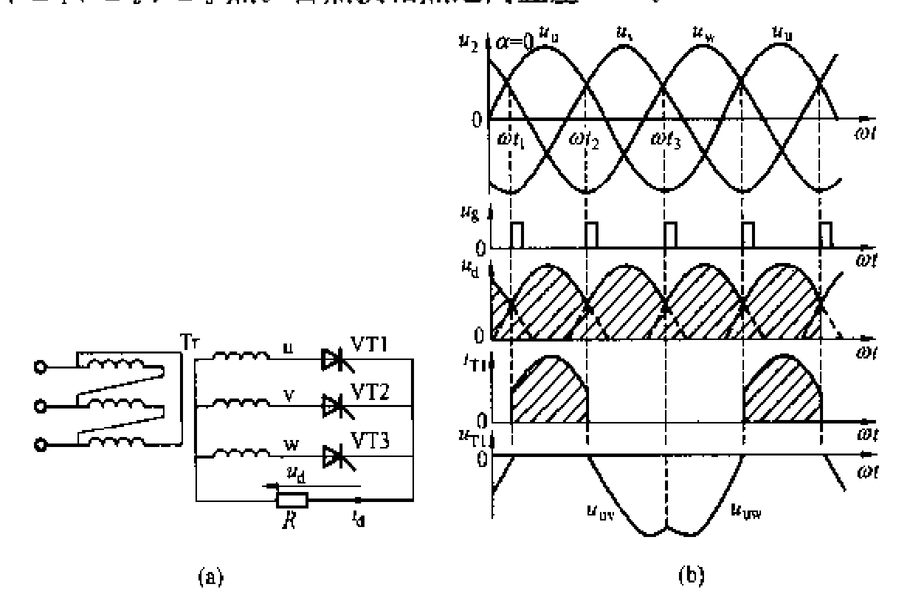


图3-11　三相半波可控整流电路（电阻性负载）原理图及波形（$\alpha=0°$）

2. 工作原理

假设电路已经正常工作，电阻性负载$\alpha=0°$时的输出电压、电流波形如图3-11所示。

(1) 在$\omega t_1\sim\omega t_2$区间。在$\omega t_1\sim\omega t_2$区间，有$u_u>u_v$、$u_u>u_w$，u相电压最高，VT1承受正向电压。在ωt_1时刻触发VT1使其导通，导通角$\theta=120°$，输出电压$u_d=u_u$。其他两个晶闸管承受反向电压而不能导通。VT1通过的电流i_{T1}与变压器二次侧u相电流波形相同，大小相等，可在负载电阻R两端测得。

(2) 在$\omega t_2\sim\omega t_3$区间。在$\omega t_2\sim\omega t_3$区间，有$u_v>u_u$，v相电压最高，VT2承受正向电压。在ωt_2时刻触发VT2，则VT2导通，$u_d=u_v$。VT1两端电压$u_{T1}=u_u-u_v=u_{uv}<0$，晶闸管VT1承受反向电压关断。

在ωt_2时刻发生的由一相晶闸管导通转换为另一相晶闸管导通的过程称为换流。

表3-7　各区间晶闸管的导通情况、晶闸管的电流和电压、负载电压情况

ωt	$\omega t_1\sim\omega t_2$	$\omega t_2\sim\omega t_3$	$\omega t_3\sim\omega t_4$
晶闸管导通情况	VT1导通 VT2、VT3截止	VT2导通 VT1、VT3截止	VT3导通 VT1、VT2截止
i_{T1}	u_U/R	0	0
u_{T1}	0	u_{uv}	u_{uw}
u_d	u_u	u_v	u_w

(3) 在$\omega t_3\sim\omega t_4$区间。在$\omega t_3\sim\omega t_4$区间，有$u_w>u_v$，w相电压最高，VT3承受正向电压。在ωt_3时刻触发VT3，则VT3导通，$u_d=u_w$。VT2两端电压$u_{T2}=u_v-u_w=u_{vw}<0$，晶闸管VT2承受反向电压关断。在VT3导通期间VT1两端电压$u_{T1}=u_u-u_w=u_{uw}<0$。这样在一个周期内，VT1只导通120°，在其余240°时间承受反向电压而处于关

断状态。各区间晶闸管的导通情况、晶闸管的电流和电压、负载电压情况如表3-7所示。

可以看出，任一时刻，只有承受最高电压的晶闸管元件才能被触发导通，输出电压 u_d 波形是相电压波形的一部分，每周期脉动三次，是三相电源相电压正半波完整的包络线，输出电流 i_d 与输出电压 u_d 波形相同、相位相同（$i_d=u_d/R$）。

从图3-11中还可以看出，电阻性负载 $\alpha=0°$ 时，VT1在VT2、VT3导通时仅受反压，随着 α 的增加，晶闸管承受正向电压增加（如图3-11所示），其他两个晶闸管承受的电压波形相同，仅相位依次相差120°。增大 α，即触发脉冲从自然换相点往后移，则整流电压相应减小。

电阻性负载 $\alpha=30°$ 时的输出电流、电压波形如图3-12所示。

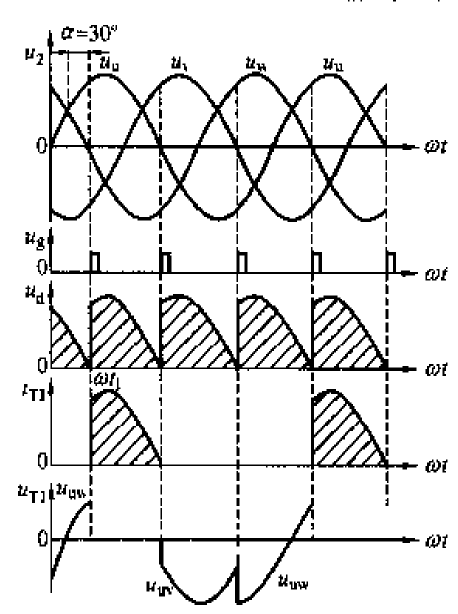


图3-12 三相半波可控整流电路（电阻性负载）的波形（$\alpha=30°$）

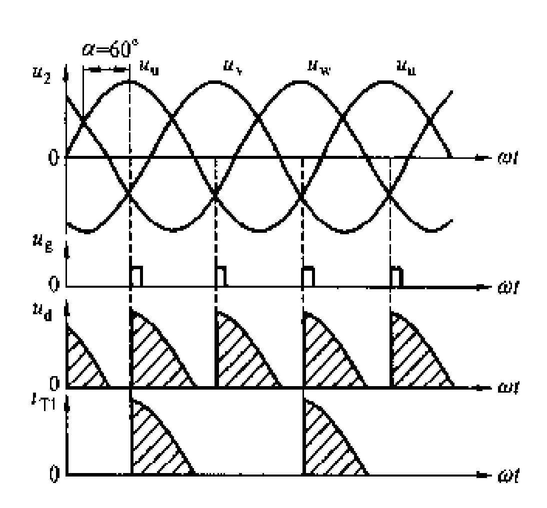


图3-13 三相半波可控整流电路（电阻性负载）的波形（$\alpha=60°$）

图3-12是 $\alpha=30°$ 时的电压和电流波形，从波形可以看出 $\alpha=30°$ 是输出电压、电流连续和断续的临界点。当 $\alpha<30°$ 时输出电压、电流连续，后一相的晶闸管导通使前一相的晶闸管关断，当 $\alpha>30°$ 时输出电压、电流断续，前一相的晶闸管由于交流电压过零变负而关断后，后一相的晶闸管未到触发时刻，此时三个晶闸管都不导通，输出电压 $u_d=0$，直到后一相的晶闸管被触发导通，输出电压为该相电压。图3-13为 $\alpha=60°$ 时的波形。显然，$\alpha=150°$ 时输出电压为零，所以三相半波整流电路电阻性负载的移相范围是0°～150°。

3. 数量关系

（1）输出电压平均值 U_d。

$\alpha=30°$ 是 u_d 波形连续和断续的分界点。$\alpha\leqslant30°$，输出电压 u_d 波形连续，$\alpha>30°$，u_d 波形断续，因此，计算输出电压平均值 U_d 时应分两种情况进行。

1）$\alpha\leqslant30°$ 时，

$$U_d=\frac{1}{2\pi/3}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)=1.17U_2\cos\alpha \tag{3-32}$$

当 $\alpha=0°$ 时，$U_d=U_{d0}=1.17U_2$

2） $\alpha>30^\circ$时，

$$U_d=\frac{1}{2\pi/3}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)=0.675U_2[1+\cos(\pi/6+\alpha)] \qquad (3-33)$$

当$\alpha=150^\circ$时，$U_d=0$

（2）输出电流平均值I_d为

$$I_d=\frac{U_d}{R} \qquad (3-34)$$

（3）晶闸管电流平均值I_{dT}。因为每个周期晶闸管轮流导通120°，所以

$$I_{dT}=\frac{1}{3}I_d \qquad (3-35)$$

（4）晶闸管电流有效值I_T。

1） $\alpha\leqslant30^\circ$时，

$$I_T=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha}\left(\frac{\sqrt{2}U_2\sin\omega t}{R}\right)^2 d(\omega t)}=\frac{U_2}{R}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left(\frac{2\pi}{3}+\frac{\sqrt{3}}{2}\cos2\alpha\right)} \qquad (3-36)$$

2） $\alpha>30^\circ$时，

$$I_T=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi}\left(\frac{\sqrt{2}U_2\sin\omega t}{R}\right)^2 d(\omega t)}=\frac{U_2}{R}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left(\frac{5\pi}{6}-\alpha+\frac{\sqrt{3}}{4}\cos2\alpha+\frac{1}{4}\sin2\alpha\right)} \qquad (3-37)$$

（5）晶闸管承受的最大正反向电压U_{TM}。从上述波形图可以看出，晶闸管承受的最大正向电压是变压器二次相电压的峰值，即晶闸管阳极与零线间的最高电压，$U_{FM}=\sqrt{2}U_2$；承受的最大反向电压是二次线电压的峰值，$U_{RM}=\sqrt{2}\times\sqrt{3}U_2=\sqrt{6}U_2$。因此，在选择晶闸管的额定电压时，应考虑到承受最大反向电压的峰值情况。

现将三相半波可控整流电路（电阻性负载）时的特点归纳如下：

1） $\alpha=0^\circ$时，输出整流电压最大；增大α时，波形的面积减小，即整流电压减小；当$\alpha=150^\circ$时，整流电压为零。所以，电阻性负载控制角α的移相范围为150°。

2）当$\alpha\leqslant30^\circ$时，负载电流连续，每个晶闸管在一个周期中持续导通120°；当$\alpha>30^\circ$时，负载电流断续，晶闸管的导通角为$\theta=150^\circ-\alpha$。

3）流过晶闸管的电流等于变压器的副边电流。

4）晶闸管承受的最大电压是变压器二次线电压的峰值$\sqrt{6}U_2$。

5）输出整流电压u_d的脉动频率为3倍的电源频率。

3.2.2　三相半波可控整流电路（阻感性负载）

1. 电路结构

三相半波共阴极阻感性负载电路如图3-14所示。

2. 工作原理

当$\alpha\leqslant30^\circ$时，相邻两相的换流是在原导通相的交流电压过零变负之前，其工作情况与电阻性负载相同，输出电压u_d波形、u_T波形也相同。由于负载电感的储能作用，输出电流i_d是近似平直的直流波形，晶闸管中分别流过幅度I_d、宽度120°的矩形波电流，导通角$\theta=120^\circ$。

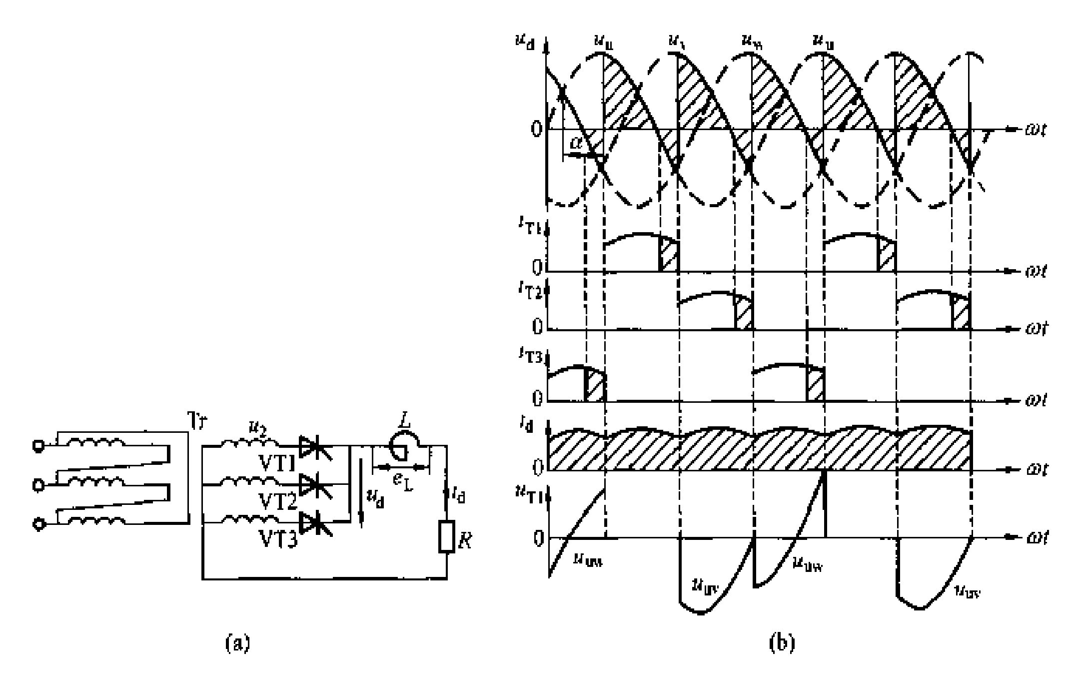


图 3-14 三相半波可控整流电路（阻感性负载）及波形（$\alpha=60°$）

当 $\alpha>30°$时，假设 $\alpha=60°$；VT1 已经导通，在 u 相交流电压过零变负后，由于未到 VT2 的触发时刻，VT2 未导通，VT1 在负载电感产生的感应电势作用下继续导通，输出电压 $u_d<0$，直到 VT2 被触发导通，VT1 承受反向电压而关断，输出电压 $u_d=u_v$，然后重复 u 相的过程。

当 $\alpha=90°$ 时输出电压为零，所以三相半波整流电路阻感性负载（电流连续）的移相范围是 0°～90°。

3. 数量关系

1）输出电压平均值 U_d。由于 u_d 波形是连续的，所以计算输出电压 U_d 时只需一个计算公式，即

$$U_d=\frac{1}{2\pi/3}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)=1.17U_2\cos\alpha \tag{3-38}$$

$\alpha=0°$时，$U_d=1.17U_2$

2）输出电流平均值 I_d 为

$$I_d=1.17\frac{U_2}{R}\cos\alpha \tag{3-39}$$

3）晶闸管电流平均值 I_{dT} 为

$$I_{dT}=\frac{1}{3}I_d \tag{3-40}$$

4）晶闸管电流有效值 I_T 和变压器二次电流有效值 I_2 为

$$I_T=I_2=\frac{1}{\sqrt{3}}I_d=0.577I_d \tag{3-41}$$

5）晶闸管承受的最大正反向电压 U_{TM}。晶闸管承受的最大正反向电压是变压器二次侧线电压的峰值，即

$$U_{TM}=U_{FM}=U_{RM}=\sqrt{2}\sqrt{3}U_2=\sqrt{6}U_2 \tag{3-42}$$

三相半波可控整流电路带阻感性负载时，也可接续流二极管，削去 u_d 中的负波，提高输出电压的平均值。

3.2.3 三相半波共阳极可控整流电路

把三只晶闸管的阳极接成公共端连在一起就构成了共阳极接法的三相半波可控整流电路。由于晶闸管只有在阳极电位高于阴极电位时才能导通，因此在共阳极接法中，工作在整流状态的晶闸管只有在电源相电压负半周才能被触发导通，换相总是换到阴极电位更负的那一相。其工作情况、波形和数量关系与共阴极接法时相仿，仅输出极性相反。三相半波可控整流共阳极接法电路如图 3-15 所示。

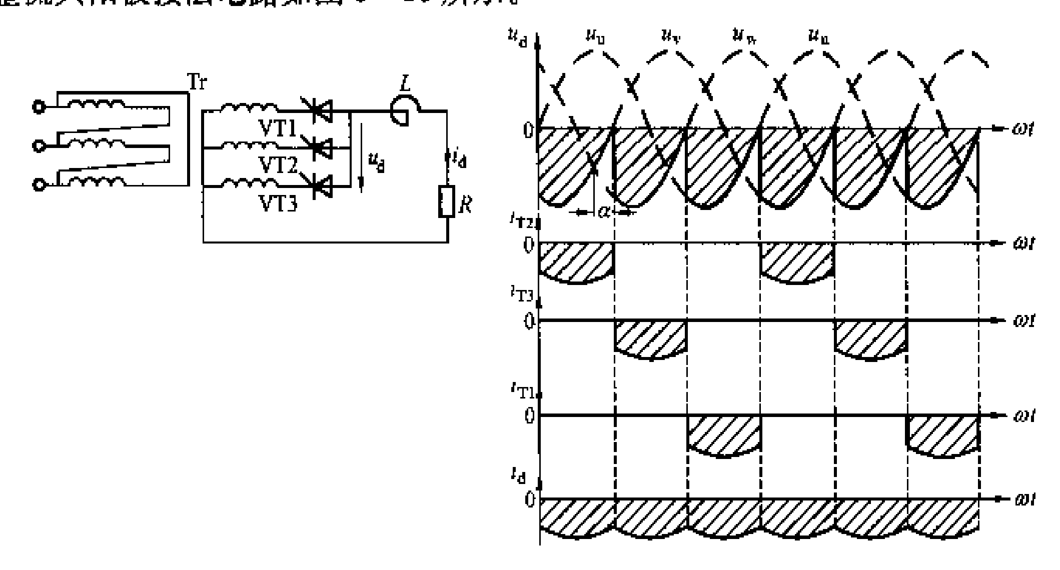


图 3-15 三相半波可控整流电路共阳极接法及波形

3.3 三相桥式全控整流电路

3.3.1 三相桥式全控整流电路（电阻性负载）

1. 电路结构

三相全控桥式整流电路可以看作是共阴极接法的三相半波（VT1、VT3、VT5）和共阳极接法的三相半波（VT4、VT6、VT2）的串联组合，如图 3-16（a）所示。由于共阴极组在正半周导电，流经变压器的是正向电流；而共阳极组在负半周导电，流经变压器的是反向电流。因此变压器绕组中没有直流磁通，且每相绕组正负半周都有电流流过，提高了变压器的利用率。共阴极组的输出电压是输入电压的正半周，共阳极组的输出电压是输入电压的负半周，总的输出电压是正负两个输出电压的串联。

2. 工作原理

在图 3-16（a）所示的三相全控桥式整流电路中，共阴极接法的晶闸管（VT1、VT3、VT5）和共阳极接法的晶闸管（VT4、VT6、VT2）的控制角 α 的定义分别与三相半波可控整流电路的共阴极接法和共阳极接法相同。

在一个周期内，晶闸管的导通顺序为 VT1→VT2→VT3→VT4→VT5→VT6。我们首

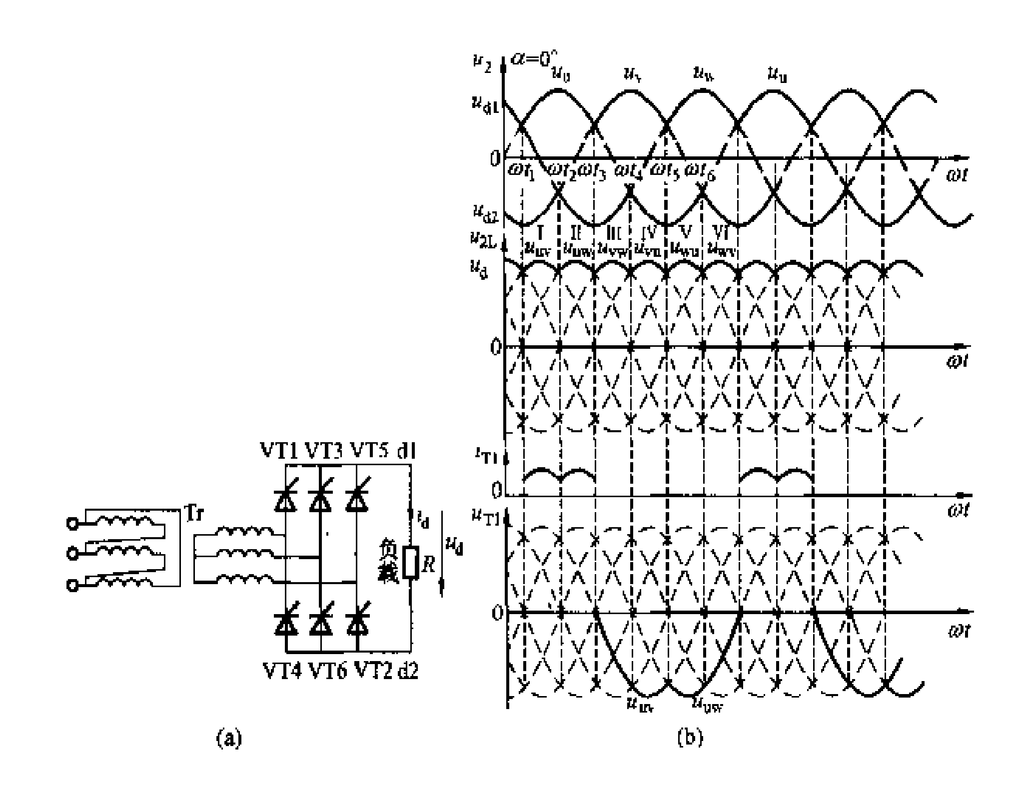


图 3-16 三相桥式全控整流电路结构图和带电阻性负载 $\alpha=0^\circ$ 时的波形

先分析 $\alpha=0^\circ$时电路的工作情况。如图 3-16（b）所示，将一周期相电压分为六个区间：

（1）在 $\omega t_1\sim\omega t_2$ 区间：u 相电压最高，VT1 被触发导通，v 相电压最低，VT6 被触发导通，加在负载上的输出电压 $u_d=u_u-u_v=u_{uv}$。

（2）在 $\omega t_2\sim\omega t_3$ 区间：u 相电压最高，VT1 被触发导通，w 相电压最低，VT2 被触发导通，加在负载上的输出电压 $u_d=u_u-u_w=u_{uw}$。

（3）在 $\omega t_3\sim\omega t_4$ 区间：v 相电压最高，VT3 被触发导通，w 相电压最低，VT2 被触发导通，加在负载上的输出电压 $u_d=u_v-u_w=u_{vw}$。

（4）在 $\omega t_4\sim\omega t_5$ 区间：v 相电压最高，VT3 被触发导通，u 相电压最低，VT4 被触发导通，加在负载上的输出电压 $u_d=u_v-u_u=u_{vu}$。

（5）在 $\omega t_5\sim\omega t_6$ 区间：w 相电压最高，VT5 被触发导通，u 相电压最低，VT4 被触发导通，加在负载上的输出电压 $u_d=u_w-u_u=u_{wu}$。

（6）在 $\omega t_6\sim\omega t_7$（图 3-16 中没画出）区间：w 相电压最高，VT5 被触发导通，v 相电压最低，VT6 被触发导通，加在负载上的输出电压 $u_d=u_w-u_v=u_{wv}$。

依此类推可得到表 3-8 的情况，工作波形如图 3-16（b）所示。

表 3-8　三相桥式全控整流电路输出电压、晶闸管导通情况表

ωt	$\omega t_1\sim\omega t_2$	$\omega t_2\sim\omega t_3$	$\omega t_3\sim\omega t_4$	$\omega t_4\sim\omega t_5$	$\omega t_5\sim\omega t_6$	$\omega t_6\sim\omega t_7$
输出电压	u_{uv}	u_{uw}	u_{vw}	u_{vu}	u_{wu}	u_{wv}
导通晶闸管	VT1、VT6	VT1、VT2	VT2、VT3	VT3、VT4	VT4、VT5	VT5、VT6

三相全控桥式整流电路的工作特点如下：

（1）任何时候共阴和共阳极组各有一只元件同时导通才能形成电流通路。每个晶闸管

导通角为120°；

(2) 共阴极组晶闸管VT1、VT3、VT5，按相序依次触发导通，相位相差120°，共阳极组晶闸管VT2、VT4、VT6相位相差120°，也按相序依次触发导通，同一相的晶闸管相位相差180°。

(3) 输出电压 u_d 由六段线电压组成，每周期脉动六次。

(4) 晶闸管承受的电压波形与三相半波时相同，它只与晶闸管导通情况有关，其波形由3段组成。一段为零（忽略导通时的压降），两段为线电压。晶闸管承受最大正、反向电压的关系也相同。

(5) 变压器二次绕组流过正、负两个方向的电流，消除了变压器的直流磁化，提高了利用率。

(6) 对触发脉冲宽度的要求。整流桥正常工作时，需保证同时导通的2个晶闸管均有脉冲，常用的方法有两种：一种是宽脉冲触发，它要求触发脉冲的宽度大于60°（一般为80°～100°）；另一种是双窄脉冲触发，即触发一个晶闸管时，向小一个序号的晶闸管补发一个脉冲。宽脉冲触发要求触发功率大，易使脉冲变压器饱和，所以多采用双脉冲触发。

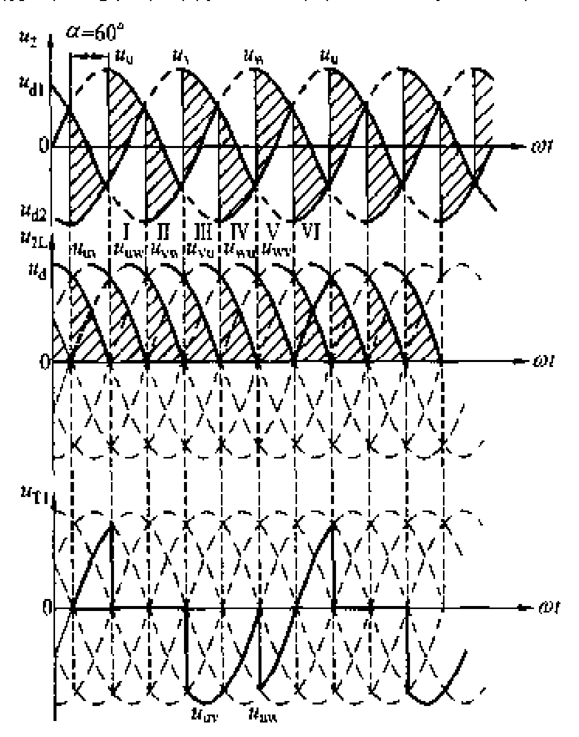


图3-17 三相桥式全控整流电路带电阻性负载 $\alpha=60°$ 时的波形

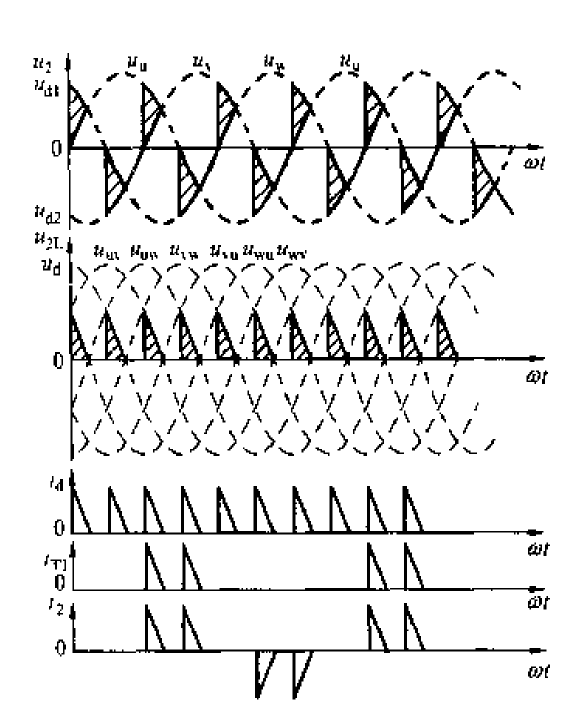


图3-18 三相桥式全控整流电路带电阻性负载 $\alpha=90°$ 时的波形

$\alpha>0°$时，晶闸管不在自然换相点换流，而是从自然换相点后移 α 角度开始换流，工作过程与 $\alpha=0$ 基本相同。电阻性负载 $\alpha\leqslant60°$时的 u_d 波形连续，$\alpha>60°$时 u_d 波形断续。$\alpha=60°$和$\alpha=90°$时的波形如图3-17、图3-18所示。可以看出，$\alpha=120°$时，输出电压为零 $U_d=0$，因此三相全控桥式整流电路电阻性负载移相范围为0°～120°。

3. 基本数量关系

从图3-17可看出，$\alpha=60°$是输出电压波形连续和断续的分界点，输出电压平均值应分

两种情况计算：

（1）$\alpha\leqslant60^\circ$时，

$$U_d=\frac{1}{\pi/3}\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha}\sqrt{2}\sqrt{3}U_2\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)=2.34U_2\cos\alpha=1.35U_{2l}\cos\alpha \tag{3-43}$$

当$\alpha=0^\circ$时，$U_d=U_{d0}=2.34U_2$。

（2）$\alpha>60^\circ$时，

$$U_d=\frac{1}{\pi/3}\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi}\sqrt{3}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)=2.34U_2[1+\cos(\pi/3+\alpha)] \tag{3-44}$$

当$\alpha=120^\circ$时，$U_d=0$。

（3）晶闸管承受的最大正反向电压U_{TM}。晶闸管承受的最大正反向电压是变压器二次线电压的峰值，即

$$U_{TM}=U_{FM}=U_{RM}=\sqrt{2}\times\sqrt{3}U_2=\sqrt{6}U_2=2.45U_2 \tag{3-45}$$

3.3.2 三相桥式全控整流电路（阻感性负载）

1. 工作情况分析

当$\alpha\leqslant60^\circ$时，三相全控桥式整流电路的u_d波形连续，工作情况与带电阻性负载时相似，各晶闸管的通断情况、输出整流电压u_d波形、晶闸管承受的电压波形都一样；区别在于，由于负载电感的存在，同样的输出整流电压加到负载上，得到的负载电流i_d波形不同。由于电感的作用，使得负载电流波形变得平直，当电感足够大的时候，负载电流的波形可近似为一条水平线。$\alpha=0^\circ$时的波形如图3-19所示。

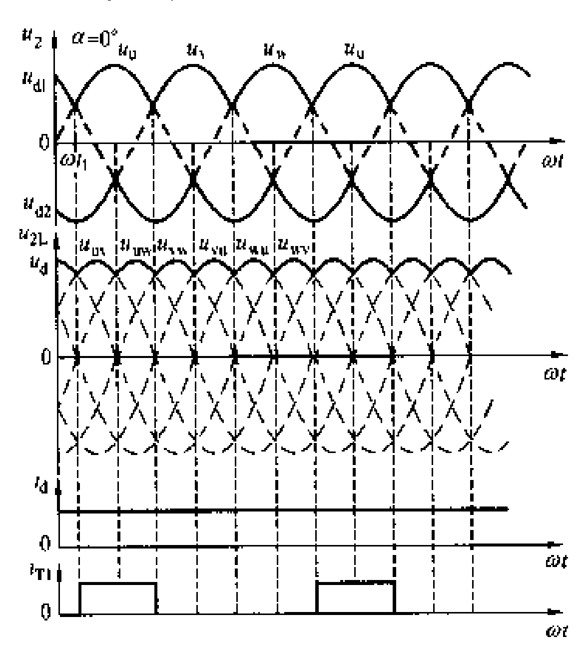


图3-19 三相桥式全控整流电路带电感性负载$\alpha=0^\circ$时的波形

$\alpha>60^\circ$时，电感性负载时的工作情况与电阻负载时不同，电阻负载时u_d波形不会出现负的部分，波形断续，而电感性负载时，由于负载电感感应电势的作用，u_d波形会出现负的部分。图3-20为带电感性负载$\alpha=90^\circ$时的波形，可以看出：$\alpha=90^\circ$时，u_d波形上下对称，平均值为零，因此带电感性负载三相桥式全控整流电路的α角移相范围为$0^\circ\sim90^\circ$。

2. 基本数量关系

（1）输出电压平均值U_d。对于电感件负载，u_d波形总是连续的，所以输出电压平均值的表达式为

$$U_d=\frac{1}{\pi/3}\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha}\sqrt{6}U_2\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)=2.34U_2\cos\alpha$$
$$=1.35U_{2L}\cos\alpha \tag{3-46}$$

当 $\alpha=0°$时，$U_{d0}=2.34U_2$。

（2）输出电流平均值 I_d 为

$$I_d=2.34\frac{U_2}{R}\cos\alpha \qquad (3-47)$$

（3）晶闸管电流平均值 I_{dT} 为

$$I_{dT}=\frac{1}{3}I_d \qquad (3-48)$$

（4）晶闸管电流有效值 I_T 为

$$I_T=\frac{1}{\sqrt{3}}I_d=0.577I_d \qquad (3-49)$$

（5）晶闸管额定电流 $I_{T(AV)}$ 为

$$I_{T(AV)}=\frac{I_T}{1.57}(1.5\sim2)$$

$$=0.368I_d(1.5\sim2) \qquad (3-50)$$

（6）变压器二次电流有效值 I_2 为

$$I_2=\sqrt{2}I_T=\sqrt{\frac{2}{3}}I_d=0.816I_d \qquad (3-51)$$

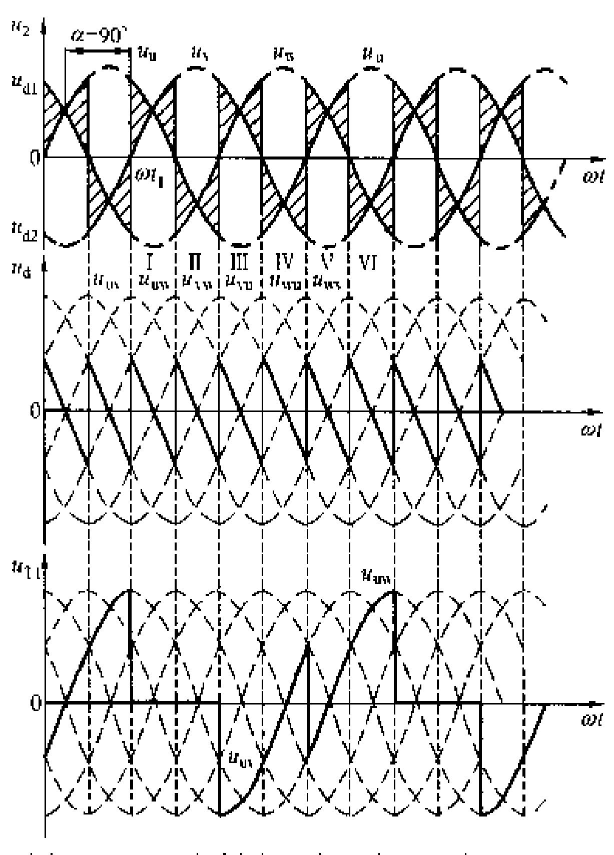


图 3-20　三相桥式整流电路带电感性负载 $\alpha=90°$ 时的波形

三相桥式全控整流电路接反电势阻感负载时，在负载电感足够大，足以使负载电流连续的情况下，电路工作情况与电感性负载时相似，电路中各处电压、电流波形均相同，仅在计算 I_d 时有所不同，接反电动势阻感负载时，

$$I_d=\frac{U_d-E_M}{R} \qquad (3-52)$$

表 3-9 列出了常见晶闸管三相可控整流电路和在不同负载下的数量关系。

表 3-9　　常见晶闸管三相可控整流电路和在不同负载下的数量关系

整流主电路		三相半波整流电路	三相半控桥式整流电路	三相全控桥式整流电路	双反星形带平衡电抗器的整流电路
控制角 $\alpha=0°$时，空载直流输出电压平均值 U_{d0}		$1.17U_2$	$2.34U_2$	$2.34U_2$	$1.17U_2$
控制角 $\alpha\neq0°$ 时空载直流输出电压平均值	电阻性负载或电感性负载有续流二极管的情况	当 $0\leqslant\alpha\leqslant\frac{\pi}{6}$ 时为 $U_{d0}\cos\alpha$；当 $\frac{\pi}{6}<\alpha\leqslant\frac{5\pi}{6}$ 时为 $0.577\times U_{d0}\left[1+\cos\left(\alpha+\frac{\pi}{6}\right)\right]$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}\times U_{d0}$	当 $0\leqslant\alpha\leqslant\frac{\pi}{3}$ 时为 $U_{d0}\cos\alpha$；当 $\frac{\pi}{3}<\alpha\leqslant\frac{2\pi}{3}$ 时为 $U_{d0}\left[1+\cos\left(\alpha+\frac{\pi}{3}\right)\right]$	当 $0\leqslant\alpha\leqslant\frac{\pi}{3}$ 时为 $U_{d0}\cos\alpha$；当 $\frac{\pi}{3}<\alpha\leqslant\frac{2\pi}{3}$ 时为 $U_{d0}\left[1+\cos\left(\alpha+\frac{\pi}{3}\right)\right]$
	电阻＋无限大电感的情况	$U_{d0}\cos\alpha$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}\times U_{d0}$	$U_{d0}\cos\alpha$	$U_{d0}\cos\alpha$

续表

整流主电路		三相半波整流电路	三相半控桥式整流电路	三相全控桥式整流电路	双反星形带平衡电抗器的整流电路
$\alpha=0°$时	脉动电压的最低脉动频率脉动系数	$3f$ 0.25	$6f$ 0.057	$6f$ 0.057	$6f$ 0.057
元件承受的最大正反向电压		$\sqrt{6}U_2$	$\sqrt{6}U_2$	$\sqrt{6}U_2$	$\sqrt{6}U_2$
移相范围	纯电阻性负载或电感性负载有续流二极管的情况	$0\sim\frac{5\pi}{6}$	$0\sim\pi$	$0\sim\frac{2\pi}{3}$	$0\sim\frac{2\pi}{3}$
	电阻+无限大电感的情况	$0\sim\frac{\pi}{2}$	$0\sim\pi$	$0\sim\frac{\pi}{2}$	$0\sim\frac{\pi}{2}$
最大导通角		$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$
特点与使用场合		电路最简单，但元件承受电压高，对变压器或交流电源因存在直流分量，故较少采用或用在功率不大的场合	各项指标较好，适用于较大功率高电压场合	各项指标好，用于电压控制要求高或者要求逆变的场合。但晶闸管要六只，触发比较复杂	在相同 I_d 时，元件电流等级最低，电流仅经过一个元件产生压降，因此适用于低压大电流场合

3.4　三相桥式半控整流电路

3.4.1　三相桥式半控整流电路（电阻性负载）

1. 电路结构

在中等容量的整流装置或不要求可逆的电力拖动中，可采用比三相全控桥式整流电路更简单、经济的三相桥式半控整流电路，如图 3-21（a）所示，它由共阴极接法的三相半波可控整流电路与共阳极接法的三相半波不可控整流电路串联而成，因此这种电路兼有可控与不可控两者的特性。共阳极组的三个整流二极管总是在自然换流点换流，使电流换到阴极电位更低的一相中去；而共阴极组的三个晶闸管则要在触发后才能换到阳极电位高的那一相中去。输出整流电压 u_d 的波形是二组整流电压波形之和，改变共阴极组晶闸管的控制角 α，可获得 0 ～ $2.34U_2$ 的直流可调电压。

2. 工作原理

（1）当触发角 $\alpha=0°$ 时，触发脉冲在自然换流点出现，共阴极接法的晶闸管整流电路输出电压最大，其数值为 $2.34U_2$，三相半控桥式整流电路的输出电压 u_d 的波形与三相全控桥式整流电路在 $\alpha=0°$ 时输出的电压波形一样。

（2）当 $\alpha\leqslant60°$ 时，如图 3-21（b）所示为 $\alpha=30°$ 时的波形。在 ωt_1 时，u_{g1} 触发 VT1 管导通，电源电压 u_{uv} 通过 VT_1、VD6 加于负载。在 ωt_2 时，共阳极组二极管自然换流，所

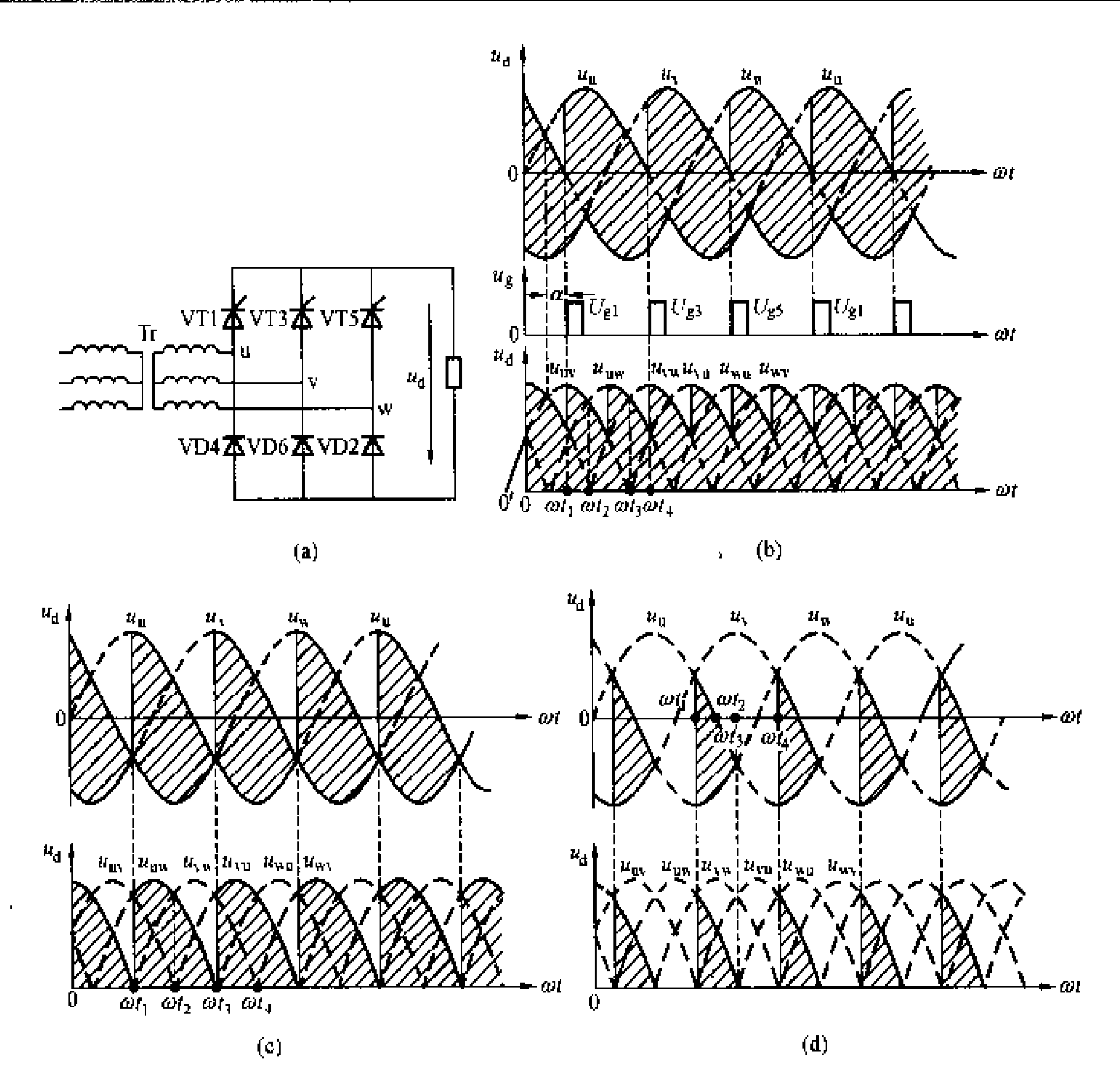


图 3-21 三相桥式半控整流电路及其电压电流波形

(a) 电路图；(b) $\alpha=30^\circ$；(c) $\alpha=60^\circ$；(d) $\alpha=120^\circ$

以 ωt_2 之后，VD2 导通，VD6 自关断，电源电压 u_{uw} 通过 VT1 、VD2 加于负载。在 ωt_3 时刻，由于 u_{g3} 还未出现，VT3 不能导通，VT1 维持导通，到 ωt_4 时刻，触发 VT3 管，VT3 导通后使 VT1 管承受反向电压而关断，电路转为 VT3 与 VD2 导通，依次类推，负载 R 上得到的是三个间隔波头完整三个波头缺角的脉动波形。

(3) 当 $\alpha=60^\circ$ 时，u_d 波形只剩下三个波头，波形刚好维持连续，见图 3-21 (c)。

为了计算输出电压平均值 U_d，计算图 3-21 (b) 中 u_d 波形在 $\omega t_1\sim\omega t_4$ 期间的面积积分，把坐标原点移到 0′，输出电压平均值为

$$U_d=\frac{1}{2\pi/3}\left[\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha}\sqrt{3}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)+\int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi+\alpha}\sqrt{3}\sqrt{2}U_2\sin(\omega t-\pi/3)d(\omega t)\right]$$
$$=1.17U_2(1+\cos\alpha) \tag{3-53}$$

当 $60^\circ<\alpha<180^\circ$ 时，例如图 3-21 (d) 所示为 $\alpha=120^\circ$ 时的波形，VT1 管在 u_{uw} 电压的作用下，ωt_1 时刻开始导通，到 ωt_2 时刻 U 相相电压为零时 VT1 管仍不会关断，因为使 VT1 管正向导通的不是相电压而是线电压，到 ωt_3 时刻 $u_{uw}=0$，VT1 才关断。在 $\omega t_3\sim\omega t_4$ 期间，VT3 虽受 u_{vu} 正向电压，但门极无触发脉冲，故 VT3 不导通，波形出现断续。到 ωt_4

时刻，VT3 才触发导通，一直到 u_{VU} 线电压为零时关断。其平均电压为

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{3}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t) = 1.17U_2(1+\cos\alpha) \qquad 60^\circ < \alpha < 180^\circ \quad (3-54)$$

从式（3-53）与式（3-54）可见，三相桥式半控整流电路在带电阻性负载时，其输出电压的公式为

$$U_d = 1.17U_2(1+\cos\alpha) \qquad 0^\circ \leqslant \alpha \leqslant 180^\circ \quad (3-55)$$

3.4.2 三相桥式半控整流电路（阻感性负载）

三相半控桥式整流电路与单相半控桥式整流电路一样，桥路内部二极管有续流作用，因此在带电感性负载时，输出 u_d 波形和平均电压 U_d 值与带电阻性负载时一样，不会出现负电压。

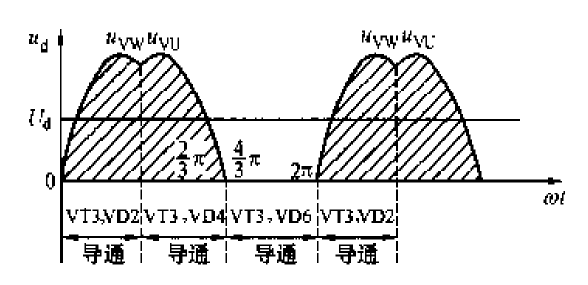


图 3-22 三相半控桥式整流电路失控时的 u_d 波形

大电感负载若负载端不加接续流二极管，当突然切断触发信号或把控制角突然调到 180° 以外时，与单相半控桥式整流电路时一样，也会发生某个导通着的晶闸管不关断，而共阳极组的三个整流管轮流导通的现象。如切断触发脉冲时，正值 VT3 管导通，当 u_{VW} 或 u_{VU} 电压为正时，VT3 要维持导通；当 u_{VU} 为负时，负载电流通过 VT3 与 VD6 续流，仍维持 VT3 导通，这时负载上的电压波形如图 3-22 所示，其平均值为

$$U_d = \frac{2}{2\pi}\int_0^{2\pi/3}\sqrt{3}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t) = 1.17U_2$$

这个电压较大，必需切断交流电源。为了避免这种现象，在三相桥式半控整流电路带电感性负载时，必须并联续流二极管。

并接续流二极管后，只有当 $\alpha > 60°$ 时，续流二极管才流过电流，这时晶闸管、整流二极管以及续流二极管电流可参照三相半波电路进行计算。

三相半控桥式整流电路与三相全控桥式整流电路各有优点，现比较如下：

（1）三相全控桥式整流电路能工作于有源逆变状态，而三相半控桥式整流电路只能作可控整流，不能工作于逆变状态（逆变原理后面再讲）。

（2）三相全控桥式整流电路输出电压脉动小，基波频率为 300Hz，比三相半控桥式整流电路高一倍，在同样的脉动要求下，全控桥式整流电路要求平波电抗器的电感量可小些。

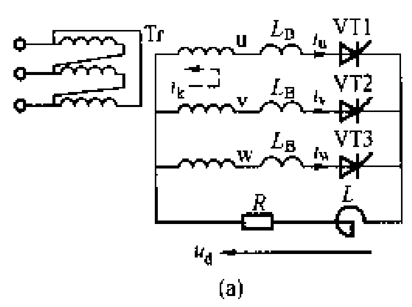
（3）三相半控桥式整流电路只用三个晶闸管，只需三套触发电路，不需要宽脉冲或双脉冲触发，因此线路简单经济，调整方便。

（4）三相全控桥式整流电路控制增益大、灵敏度高，其控制滞后时间（改变电路的 α 角后，直流输出电压相应变化的时间）为 3.3ms，而三相半控桥式整流电路为 6.6ms，因此三相全控桥式整流电路的动态响应比半控桥式整流电路好。

3.5 变压器漏抗对整流电路的影响

前面介绍整流电路时，曾经假设变压器为理想变压器，变压器的漏抗、绕组电阻和励磁电流都可忽略；曾经假设晶闸管元件是瞬时动作的理想开关。但实际的电源变压器存在漏电抗和电阻，由于电感对电流的变化起阻碍作用，电感电流不能突变，因此晶闸管元件的换相过程是不可能瞬时完成的。

1. 换相过程与换相重叠角



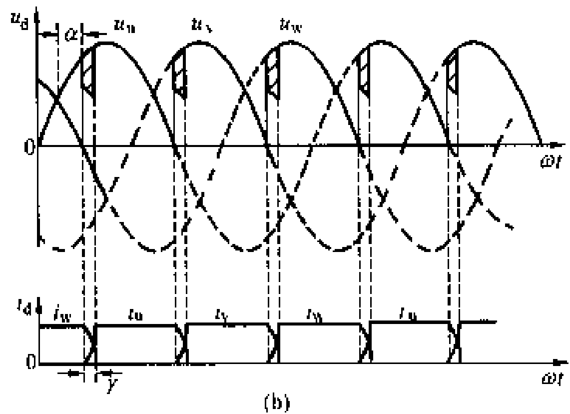


图3-23 变压器漏感对整流电路换流的影响

考虑变压器漏抗后的三相半波可控整流电路如图3-23（a）所示，其中三相漏抗相等，忽略交流侧的电阻，并假设负载回路电感足够大，负载电流连续且平直。

下面以三相半波可控整流电路为例，来讨论晶闸管从u相到v相的换相过程。

在u相到v相的换流前，VT1仍导通，换流时触发VT2，由于变压器漏抗的作用，VT1不立即关断，i_u 从 I_d 逐渐减小到零；同样VT2也不立即导通，而是 i_v 从零逐渐增加到 I_d，电流有一个换相重叠过程，换相重叠时间为 γ。换相过程中，两个晶闸管同时导通，相当于u、v两相电压短路，在 u_{vu} 电压作用下产生短路电流 i_k，u相电流 $i_u=I_d-i_k$，v相电流 $i_v=i_k$。当 $i_u=0$，$i_v=I_d$ 时，u相和v相之间完成了换流，如图3-23所示。

在不考虑晶闸管管压降的情况下，换相期间变压器漏感 L_B 两端的电压为

$$u_v-u_u=2L_B\frac{di_k}{dt}$$

$$L_B\frac{di_k}{dt}=\frac{1}{2}(u_v-u_u) \tag{3-56}$$

2. 换相期间的整流电压

$$u_d=u_u+L_B\frac{di_k}{dt}=u_v-L_B\frac{di_k}{dt}=\frac{1}{2}(u_u+u_v) \tag{3-57}$$

3. 换相压降

由图3-23的波形可以看出，与不考虑变压器漏抗的情况比较，整流电压波形少了一块（图3-23中的阴影部分），以 m 相计算，缺少部分的计算如下：

$$\Delta u_d=\frac{1}{2\pi/m}\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma}(u_v-u_d)d(\omega t)=\frac{1}{2\pi/m}\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma}L_B\frac{di_k}{dt}d(\omega t)=\frac{m}{2\pi}\int_0^{I_d}\omega L_B di_k=\frac{m}{2\pi}X_B I_d \tag{3-58}$$

式中：m 是每周期换相次数，单相双半波电路 $m=2$、三相半波 $m=3$、三相桥式电路 $m=6$；X_B 是漏感为 L_B 的变压器每相折算到二次侧的漏电抗 $X_B=\omega L_B$。

这里需要特别说明的是对于单相全控桥，换相压降的计算上述通式不成立，因为单相全控桥虽然每周期换相 2 次（$m=2$），但换相过程中 i_k 是从 $-I_d$ 增加到 I_d，所以对于单相全控桥有

$$\Delta U_d = \frac{2X_B}{\pi}I_d \tag{3-59}$$

4. 换相重叠角 γ

由式（3-56）可得

$$\frac{di_k}{dt} = (u_v - u_u)/(2L_B) = \frac{\sqrt{6}U_2(\sin\omega t - \frac{5\pi}{6})}{2L_B} \tag{3-60}$$

对式（3-60）两边积分，可得

$$\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma) = \frac{X_B I_d}{\sqrt{2}U_2\sin(\pi/m)} \tag{3-61}$$

显然，当 α 一定时，X_B、I_d 增大，则 γ 增大，换流时间加长，大电流时更要考虑重叠角的影响。X_B、I_d 一定时，γ 随 α 角的增大而减小。将式（3-61）进行变换，换相重叠角可直接由下式求得

$$\gamma = \cos^{-1}(\cos\alpha - \frac{X_B I_d}{\sqrt{2}U_2\sin(\pi/m)}) - \alpha$$

式中：m 为每周期换相次数。单相双半波电路 $m=2$，三相半波 $m=3$。需要说明的是：

（1）对于单相全控桥，因为换相过程中，i_k 是从 $-I_d$ 增加到 I_d，所以对于单相全控桥有

$$\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma) = \frac{2I_d X_B}{\sqrt{2}U_2} \tag{3-62}$$

（2）对于三相桥式电路，虽然有 $m=6$，但式（3-61）仅适用于六相半波整流电路，这里需要把三相桥式电路等效为相电压为 $\sqrt{3}U_2$ 的六相半波整流电路，将这些数值代入式（3-61），有

$$\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma) = \frac{2I_d X_B}{\sqrt{6}\,U_2} \tag{3-63}$$

由此可见，变压器漏感的存在会引起电网波形畸变，出现电压缺口，使 du/dt 加大，影响其他负载；另外，变压器漏感的存在会使功率因数降低，输出电压脉动增大，降低电压调整率。当然，变压器的漏感 L_B 也不是一无是处，它的存在可以限制短路电流，限制电流变化率 di/dt。

3.6 整流电路的同步与定向

所谓同步是指触发脉冲和加于晶闸管的正向电压之间必须保持一致和固定的相位关系。

实现方法是通过同步变压器的不同接线组别向各触发单元提供相位互差的同步交流电压，确保变流装置中各晶闸管能按规定的顺序获得触发脉冲及有序工作。同步的要领有两个含义：一是触发脉冲的频率与主电路的频率必须一致；二是输出触发脉冲的相位要符合主电路电压相位的要求。前者由于主电路整流变压器与触发电路的同步变压器连接同一电网，故两者频率一样。后者是通过同步变压器的不同接线组别向各触发单元提供相应的交流同步电压。实现同步方法采用主电路电源电压经同步变压器降压，再经阻容移相来获得符合相位要求的同步电压。下面结合单结晶体管触发电路触发单相半波整流电路的工作原理分析来理解同步的概念。

1. 单结晶体管同步触发电路

上一章讨论的单结晶体管振荡电路具有输出尖脉冲的能力，可用于晶闸管的触发。依照晶闸管对触发电路的要求，触发电路送出的触发脉冲必须与晶闸管所加阳极电压同步，才能保证在管子阳极电压每个正半周内以相同的控制角 α 触发导通，得到稳定的输出直流电压 U_d。下面来看触发脉冲和阳极电压是如何同步的。

图 3-24（a）为采用单结晶体管触发的单相半波整流电路，同步变压器 TS、整流管 VD 及稳压管 V1 组成同步电路。同步变压器一次侧与晶闸管整流电路的输入接在同一交流电源上，同步变压器二次侧正弦电压 u_s 经 VD 整流、稳压管 V1 削波，得到的梯形波电压 U_{v1} 与晶闸管阳极电压过零点一致，将此每半周都是梯形的电压作为单结晶体管触发电路的电源，波形如图 3-24（b）所示。因此每当电源波形半周过零时，单结管内部 A 点电压 $U_A=0$，可使电容上电荷很快放掉，在下一半周开始，基本上从零开始充电，这样就保证了每周期触发电路送出第一只脉冲距离过零点的时刻一致，起到同步作用。

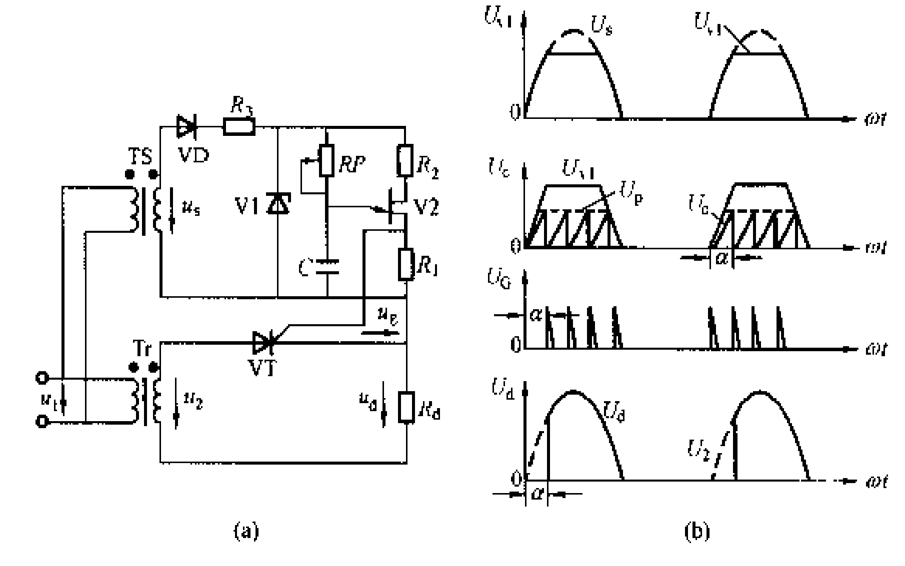


图 3-24　单结晶体管同步触发电路

（a）采用单结晶体管触发的单相半波整流电路；（b）触发电路波形图

当 RP 增大时，单结晶体管 U_e 充到峰点电压的时间就增大，第一个脉冲 U_G 出现的时刻推迟，即增大了 α，桥路输出直流电压 U_d 下降。所以这个电路既能保证同步，又能在一定范围内移相。为了扩大移相范围，要求同步电压梯形波的两腰边尽量接近垂直，可采用提高同步变压器二次电压 U_S 的方法，如同步电压 U_s 通常大于 60V，稳压管 V1 选用 20V 左右。触发脉冲 U_G 可直接在电阻 R_1 上取出。这种方式简单、经济，但触发电路与主电路的电源有直接联系，不安全，因此很多场合采用脉冲变压器输出与晶闸管耦合。

从上面分析可见，单结晶体管触发电路只能产生窄脉冲。对于电感较大的负载，由于晶闸管在触发导通时阳极电流上升较慢，在阳极电流还未达到管子擎住电流时，触发脉冲已经消失，使晶闸管在触发期间导通后又重新关断。所以单结晶体管如不采取脉冲扩宽措施，是不宜触发电感性负载的。

2. 触发电路的定相

在三相晶闸管整流装置中，选择触发电路的同步信号是个很重要的问题。在常用的锯齿波移相触发电路中，送出初始脉冲的时刻是由输入触发电路中不同相位的同步电压确定的。初始脉冲是指 $U_d=0$ 时，控制电压 u_{c0} 与偏移电压 u_p 为固定值条件下的触发脉冲。因此，必须根据被触发晶闸管阳极电压的相位，正确供给各触发电路特定相位的同步电压，才能使触发电路分别在各晶闸管需要触发脉冲的时刻输出脉冲。这种正确选择同步电压相位以及获取不同相位同步电压的方法，称为触发电路的定相。

现以三相全控桥为例说明定相的方法，图 3-25 给出了主电路电压与同步电压的关系示意图。

对于晶闸管 VT1，其阳极与交流侧电压 u_u 相接，可简单表示为 VT1 所接主电路电压为 $+u_u$，VT1 的触发脉冲从 0°至 180°对应的范围为 $\omega t_1 \sim \omega t_2$。

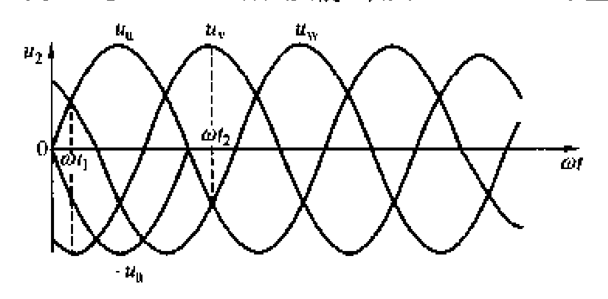


图 3-25 三相全控桥中同步电压与主电路电压关系示意图

采用锯齿波同步的触发电路时，同步信号负半周的起点对应于锯齿波的起点，通常使锯齿波的上升段为 240°，上升段起始的 30°和终了的 30°线性度不好，舍去不用，使用中间的 180°。

三相桥整流电路大量用于直流电机调速系统，且通常要求可实现再生制动，使 $U_d=0$ 的触发角 α 为 90°。当 $\alpha<90°$ 时为整流工作，$\alpha>90°$ 时为逆变工作。将 $\alpha=90°$ 确定为锯齿波的中点，锯齿波向前向后各有 90°的移相范围。于是 $\alpha=90°$ 与同步电压的 300°对应，也就是 $\alpha=0°$ 与同步电压的 210°对应。由图 3-25 及 3.3 节关于三相桥的介绍可知，$\alpha=0°$ 对应于 u_u 的 30°的位置，则同步信号的 180°与 u_u 的 0°对应，说明 VT1 的同步电压应滞后于 u_u 电压 180°。

对于其他 5 个晶闸管，也存在同样的关系，即同步电压滞后于主电路电压 180°。

以上分析了同步电压与主电路电压的关系，一旦确定了整流变压器和同步变压器的接法，即可选定每一个晶闸管的同步电压信号。

图 3-26 给出了变压器接法的一种情况及相应的矢量图，其中主电路整流变压器为 D，y11 联结，同步变压器为 D，y5—11 联结。这时同步电压的选取结果见表 3-10。

表 3-10 三相全控桥晶闸管同步电压

晶闸管	VT1	VT2	VT3	VT4	VT5	VT6
主电路电压	$+U_u$	$-U_w$	$+U_v$	$-U_u$	$+U_w$	$-U_v$
同步电压	$-U_{su}$	$+U_{sw}$	$-U_{sv}$	$+U_{su}$	$-U_{sw}$	$+U_{sv}$

为防止电网电压波形畸变对触发电路产生干扰，可对同步电压进行 RC 滤波，当 RC 滤波器滞后角为 60°时，同步电压选取结果见表 3-11。

表 3-11　　三相全控桥晶闸管同步电压

晶闸管	VT1	VT2	VT3	VT4	VT5	VT6
主电路电压	$+U_u$	$-U_w$	$+U_v$	$-U_u$	$+U_w$	$-U_v$
同步电压	$+U_{sv}$	$-U_{su}$	$+U_{sw}$	$-U_{sv}$	$+U_{su}$	$-U_{sw}$

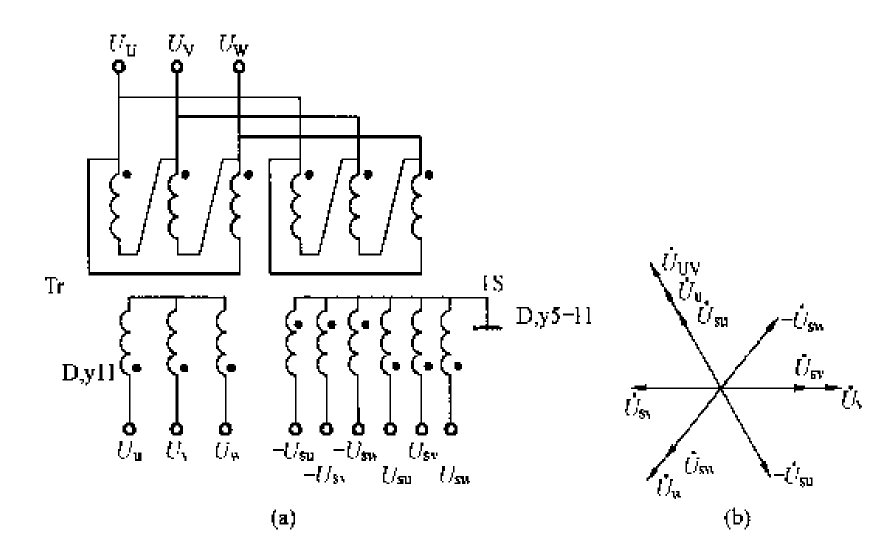


图 3-26　同步变压器和整流变压器的接法及矢量图

3.7　晶闸管整流器的工程设计

3.7.1　晶闸管整流器主电路形式的选择

晶闸管整流主电路的选择包括确定主电路的结构形式、是否需要整流变压器及可逆运行等。主电路通常包括整流变压器、晶闸管整流器、直流滤波电抗器、交流侧过电压、过电流保护装置及快熔断器等。

1. 整流器主电路联结形式的确定

整流器主电路联结形式多种多样，选择时应考虑以下情况：

(1) 可供使用的电网电源相数及容量。

(2) 传动装置的功率。

(3) 允许电压和电流脉动率。

(4) 传动装置是否要求可逆运行，是否要求回馈制动。

常用整流器主电路比较见表 3-12。

表 3-12　　常用整流器主电路比较

型式 特点	单相半控桥式	单相全控桥式	三相半波	三相全控桥式	双反星形带平衡电抗器	三相半控桥式	双三相桥式带平衡电抗器
变压器利用率	较好 (0.9)	较好 (0.9)	差 (0.74)	好 (0.95)	一般 (0.79)	好 (0.95)	好 (0.97)

续表

特点 \ 型式	单相半控桥式	单相全控桥式	三相半波	三相全控桥式	双反星形带平衡电抗器	三相半控桥式	双三相桥式带平衡电抗器
直流侧脉动情况	一般 ($m=2$)	一般 ($m=2$)	一般 ($m=3$)	较小 ($m=6$)	较小 ($m=6$)	较小 ($m=6$)	小 ($m=12$)
元件利用率（导通角）	好（180°）	好（180°）	较好（120°）	较好（120°）	较好（120°）	较好（120°）	较好（120°）
直流磁化	无	无	有	无	无	无	无
波形畸变（畸变因数）	一般（0.9）	一般（0.9）	严重（0.827）	较小（0.955）	较小（0.955）	较小（0.955）	小（0.985）
应用场合	10kW以下不可逆	10kW以下可（不可）逆	50kW以下及电动机励磁	10～200kW可（不可）逆，应用范围广	低压大电流	10～200kW不可逆	1000kW以上可逆，四象限运行

2. 常用整流电路的计算系数

常用整流电路的计算系数见表3-13。

表3-13　常用整流电路的计算系数

电路形式	换相电抗压降系数	整流电压计算系数	晶闸管		整流变压器					
			电压计算系数	电流计算系数	二次相电流计算系数	一次相电流计算系数	视在功率计算系数	漏抗计算系数	漏抗折算系数	电阻折算系数
	K_X	K_{UV}	K_{UT}	K_{IT}	K_{IV}	K_{IL}	K_{ST}	K_{TL}	K_{L}	K_R
单相半控桥式	0.707	0.9	1.41	0.45	1	1	1.11	1	0	1
单相全控桥式	0.707	0.9	1.41	0.45	1	1	1.11	1	1	1
三相半波	0.866	1.17	2.45	0.367	0.577	0.472	1.35	2.12	1	1
三相半控桥式	0.5	2.34	2.45	0.367	0.816	0.816	1.05	1.22	0	2
三相全控桥式	0.5	2.34	2.45	0.367	0.816	0.816	1.05	1.22	2	2

3.7.2 整流变压器的选择

整流变压器一次侧接交流电网，二次侧连接整流装置。整流变压器的选择主要内容有联结方式、额定电压、额定电流、容量等。

1. 整流变压器的作用和特点

(1) 整流变压器的作用。

1) 变换整流器的输入电压等级。由于要求整流器输出直流电压一定，若整流桥路的交流输入电压太高，则晶闸管运行时的触发延迟角需要较大；若整流器输入电压过低，则可能在触发延迟角最小时仍不能达到负载要求的电压额定值。所以，通常采用整流变压器变

换整流器的输入电压等级，以得到合适的二次电压。

2）利用变压器漏抗限制晶闸管导通时，整流器短路时电流上升率 di/dt 增大。

3）实现电网与整流装置的电气隔离，改善电源电压波形，减小整流装置的谐波对电网的干扰。

（2）整流变压器的特点。

1）由于整流器的各桥臂在一周期内轮流导通，整流变压器二次绕组电流并非正弦波（近似方波），电流中含有直流分量，而一次电流不含直流分量，使整流变压器视在功率比直流输出功率大。

2）当整流器短路或晶闸管击穿时，变压器中可能流过很大的短路电流。为此要求变压器阻抗要大些，以限制短路电流。

3）整流变压器由于通过非正弦电流引起较大的漏抗压降，因此，它的直流电压输出外特性较软。

4）整流变压器二次侧可能产生异常的过电压，因此要有很好的绝缘。

（3）整流变压器的联结方式。

晶闸管整流器所用变压器的联结方式如图 3 - 27 所示。

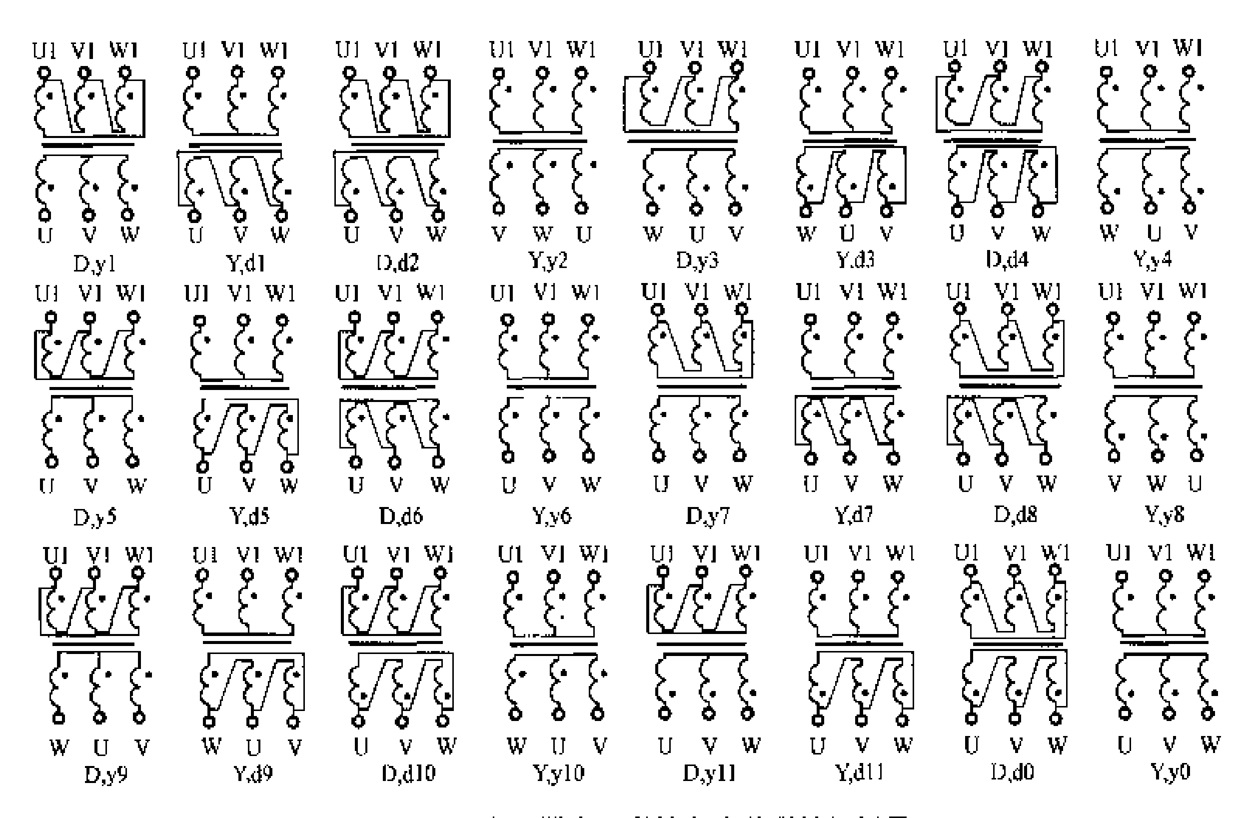


图 3 - 27　变压器常用联结方式及联结组标号

2. 整流变压器二次相电压的计算

（1）整流变压器的参数计算应考虑的因素。由于整流器负载回路的电感足够大，所以变压器内阻及晶闸管的通态压降可忽略不计，但在整流变压器的参数计算时，还应考虑如下因素：

1）最小触发延迟角 α_{min}　对于要求直流输出电压保持恒定的整流装置，α 应能自动调节

补偿。一般可逆系统的 α_{min} 取 30° ~ 35°，不可逆系统的 α_{min} 取 10° ~ 15°。

2）电网电压波动　根据规定，电网电压允许波动范围为+5%~−10%，考虑在电网电压最低时，仍能保证最大整流输出电压的要求，通常取电压波动系数 $b = 0.9 \sim 1.05$。

3）漏抗产生的换相压降 ΔU_X。

4）晶闸管或整流二极管的正向导通压降 $n\Delta U$。

（2）二次相电压 U_2 的计算。

1）对用于电枢电压反馈的调速系统的整流变压器

$$U_2 = \frac{U_N}{K_{UV}\left(b\cos\alpha_{min} - K_X U_{dl}\dfrac{I_{Tmax}}{I_N}\right)} \tag{3-64}$$

式中　U_2 ——变压器二次相电压（V）；

U_N ——电动机的额定电压（V）；

K_{UV} ——整流电压计算系数；

b　电网电压波动系数，一般取 $b = 0.90 \sim 0.95$；

α ——晶闸管的触发延迟角；

K_X ——换相电感压降计算系数；

U_{dl} ——变压器阻抗电压比，100 kVA 以下取 0.05，容量越大，U_{dl} 也越大（最大为 0.1）；

I_{Tmax} ——变压器的最大工作电流，它与电动机的最大电流 I_{dmax} 相等（A）；

I_N ——电动机（整流变压器二次侧）的额定电流（A）。

2）对用于转速反馈的调速系统的整流变压器

$$U_2 = \frac{\left(\dfrac{I_{dmax}}{I_N}\right)I_N R_a + U_N + \left(\dfrac{I_{Tmax}}{I_N} - 1\right)I_N R_a}{K_{UV}\left(b\cos\alpha_{min} - K_X U_{dl}\dfrac{I_{Tmax}}{I_N}\right)} \tag{3-65}$$

式中　R_a ——电动机的电枢电阻（Ω）。

3）在要求不高的场合，以上的几种情况还可以采用简便计算，即

$$U_2 = (1 \sim 1.2)\frac{U_N}{K_{UV}b} \tag{3-66}$$

4）当调速系统采用三相桥式整流电路并带转速负反馈时，一般情况下变压器二次侧采用 Y 联结，也可按下式估算：

对于不可逆系统：　$$U_2 = (0.95 \sim 1.0)U_N/\sqrt{3} \tag{3-67}$$

对于可逆系统：　$$U_2 = (1.05 \sim 1.1)U_N/\sqrt{3} \tag{3-68}$$

3. 整流变压器二次相电流的计算

（1）二次相电流 I_2 的计算。

$$I_2 = K_{IV} I_{dN} \tag{3-69}$$

式中　K_{IV} —— 二次相电流计算系数；

I_{dN} ——整流器额定直流电流（A）。

当整流器用于电枢供电时，一般取 $I_{dN} = I_N$。在有环流系统中，变压器通常设有两个

独立的二次绕组，其二次相电流为

$$I_2 = K_{IV}\left(\frac{1}{\sqrt{2}}I_N + I_R\right) \tag{3-70}$$

式中 I_R——平均环流，通常 $I_R = (0.05 \sim 0.1) I_N$。

(2) 一次相电流 I_1 的计算。

$$I_1 = \frac{K_{IL} I_N}{K} \tag{3-71}$$

式中 K_{IL}——一次相电流计算系数；

K——变压器的电压比。

考虑变压器自身的励磁电流时，I_1 应乘以 1.05 左右的系数。

4. 变压器的容量计算

一次容量

$$S_1 = m_1 \frac{K_{IL}}{K_{UV}} U_{d0} I_{dN} \tag{3-72}$$

二次容量

$$S_2 = m_2 \frac{K_{IV}}{K_{UV}} U_{d0} I_{dN} \tag{3-73}$$

平均总容量

$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) \tag{3-74}$$

式中 m_1、m_2——变压器一次、二次绕组相数，对于三相全控桥 $m_1 = m_2 = 3$；

K_{IL}——一次相电流计算系数；

U_{d0}——整流器空载电压；

K_{IV}——二次相电流计算系数；

K_{UV}——整流电压计算系数。

3.7.3 整流器件的选择

1. 晶闸管选择

晶闸管的选择主要是根据整流器的运行条件，计算晶闸管电压、电流值，选出晶闸管的型号规格。在工频整流装置中一般选择 KP 型普通晶闸管，其主要参数为额定电压、额定电流值。

(1) 额定电压 U_{Tn} 选择。额定电压 U_{Tn} 选择应考虑下列因素：

1) 分析电路运行时晶闸管可能承受的最大电压值。

2) 考虑实际情况，系统应留有足够的裕量。通常可考虑 2～3 倍的安全裕量，可按下式计算，即

$$U_{Tn} = (2 \sim 3)U_{TM} \tag{3-75}$$

式中 U_{TM}——晶闸管可能承受的电压最大值（V）。

当整流器的输入电压和整流器的连接方式已确定后，整流器的输入电压和晶闸管可能承受的最大电压有固定关系，常采用查计算系数表来选择计算，即

$$U_{Tn} = (2 \sim 3)K_{UT}U_2 \tag{3-76}$$

式中 K_{UT} ——晶闸管的电压计算系数；

U_2 ——整流变压器二次相电压。

3）按计算值换算出晶闸管的标准电压等级值。

（2）额定电流 $I_{T(AV)}$ 选择。晶闸管是一种过载能力较小的元件，选择额定电流时，应留有足够的裕量，通常考虑选择1.5～2倍的安全裕量。

1）通用计算式，即

$$I_{T(AV)} \geqslant (1.5 \sim 2)\frac{I_T}{1.57} \tag{3-77}$$

式中 I_T ——流过晶闸管的最大电流有效值（A）。

2）实际计算中，常常是负载的平均电流已知，整流器连接及运行方式已经确定，即流经晶闸管的最大电流有效值和负载平均电流有固定系数关系。这样通过查对应系数使计算过程简化。当整流电路电抗足够大且整流电流连续时，可用下述经验公式近似地估算晶闸管额定通态平均电流 $I_{T(AV)}$。

$$I_{T(AV)} \geqslant (1.5 \sim 2)K_{IT}I_{dmax} \tag{3-78}$$

式中 K_{IT} ——晶闸管电流计算系数；

I_{dmax} ——整流器输出最大平均电流（A）；当采用晶闸管作为电枢供电时，取 I_{dmax} 为电动机工作电流的最大值。

整流二极管的计算与选择和晶闸管相同，故可参照相关方法进行。

2. 晶闸管串联、并联的参数选择

当现有晶闸管的耐压或电流容量达不到实际设备要求时，需要考虑采用两个或两个以上的晶闸管进行串、并联使用。

（1）晶闸管的串联使用。

1）由于晶闸管器件开关特性的分散性，即使挑选同一型号的器件，也会造成串联器件上的分压不均匀。所以，除了要挑选取型号相同的元件外，还要采取均压措施。通常在串联元件上并联阻值相等的电阻 R_j 实现均压，如图3-28所示。由于 R_j 阻值比晶闸管的漏电阻小得多，所以并联 R_j 后元件两端的电阻基本相等，因而在正反向阻断状态时所承受的电压也基本相等，这种均压又称为静态均压。均压电阻 R_j 值为

$$R_j \geqslant (0.1 \sim 0.25)U_{Tn}/I_{DRM} \tag{3-79}$$

式中 U_{Tn} ——晶闸管额定电压；

I_{DRM} ——断态重复值电流（漏电流峰值）。

均压电阻的功率为

$$P_{Rj} \geqslant K_{Rj}\left(\frac{U_{TM}}{n_s}\right)^2\frac{1}{R_j} \tag{3-80}$$

式中 U_{TM} ——作用于元件上的正反向峰值电压；

n_s ——串联元件数；

K_{Rj} ——计算系数，单相为0.25，三相为0.45，直流为1。

图3-28 串联晶闸管的均压电路

表 3-14 晶闸管串联时动态均压阻容元件经验数据

晶闸管额定电流/A	1~5	10~20	50~100
C(μF)	0.01~0.05	0.1~0.25	0.25~0.5
R(Ω)	100	50	20

2）元件两端并联阻容吸收电路，在晶闸管串联时可以起到动态均压作用，R、C 的选择可以参考表 3-14 的经验数据。

3）串联晶闸管的额定电压计算，即

$$U_{Tn}=(2\sim3)\frac{K_{UT}U_2}{n_sK_U} \tag{3-81}$$

式中 K_{UT}——晶闸管的电压计算系数，见表 3-13；

U_2——整流变压器二次相电压（V）；

n_s——每个桥臂上晶闸管的串联数；

K_U——均压系数，一般取 $K_U=0.8\sim0.9$。串联数 n_s 越多，且触发器性能较差时 K_U 值应取小些。

4）晶闸管串联后的额定电流选择可参照式（3-77）计算。

（2）晶闸管的并联使用。采用同型号的晶闸管并联，可以增大变流装置的输出电流。如果并联元件的正向特性不一致，就会造成电流分配不均匀，所以，除了选择特性一致的元件外，还应采用均流措施。

1）电阻均流法。图 3-29 所示为串联电阻均流电路。电阻的数值取元件最大工作电流时，电阻压降 U_R 为整流器元件正向压降的 1~2 倍为宜，如 50A 的晶闸管取均流电阻为 0.04Ω。由于电阻功耗大，只适应小电流的整流电路。

2）电抗均流法。图 3-30 所示为串联电抗均流电路，其均流原理是利用电抗器上感应电动势的作用，使管子的电压分配发生变化，原来电流大的管子管压降降下来，电流分配小的管子管压降升上去。这样以迫使并联管中电流分配基本一致。

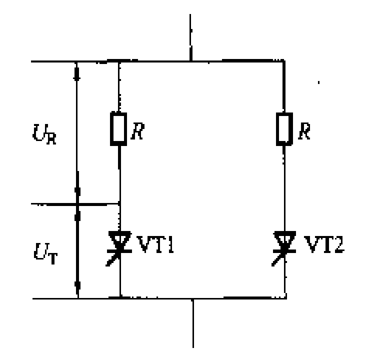


图 3-29 串联电阻均流电路

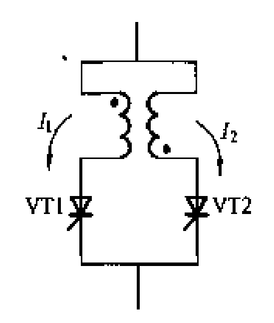


图 3-30 电抗均流电路

3）并联晶闸管的额定电流计算

$$I_{T(AV)}\geqslant(1.5\sim2)\frac{K_{IT}U_{dmax}}{n_pK_I} \tag{3-82}$$

式中 K_{IT}——晶闸管电流计算系数；

U_{dmax}——最大整流电流（A）；

n_p——每个桥臂上晶闸管的并联数；

K_I——均流系数，一般取 $K_I=0.8\sim0.9$。

根据上述计算可选择合适的整流器件。

3.7.4 平波和均衡电抗器选择

1. 平波和均衡电抗器在主回路中的作用及布置

晶闸管整流器的输出直流电压是脉动的，为了限制整流电流的脉动、保持电流连续，常在整流器的直流输出侧接入带有气隙的电抗器，称作平波电抗器。

在有环流可逆系统中，环流不通过负载，仅在正反向两组变流器之间流通，可能造成晶闸管过流损坏。为此，通常在环流通路中串入环流电抗器（称均衡电抗器），将环流电流限制在一定的数值内。

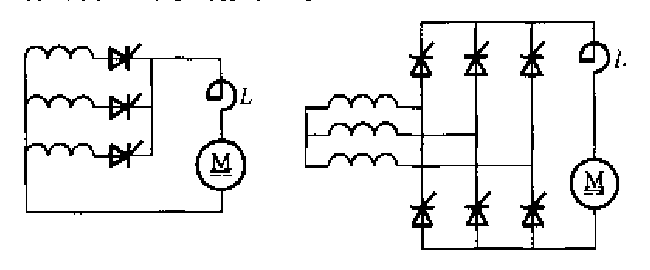


图 3-31 电抗器连接方式之一

电抗器在回路中的位置不同，其作用不同。对于不可逆系统，在电动机电枢端串联一个平波电抗器，使得电动机负载得到平滑的直流电流，取合适的电感量，能使电动机在正常工作范围内不出现电流断续，还能抑制短路电流上升率，如图 3-31 所示。

对于有环流系统，一般有两种安排方式：

1）限制环流用的环流电抗器和平波电抗器合并在一起。这时只用两只电抗器，分别放在每组变流器的输出端，电抗器既起抑制环流作用，又起平波作用，如图 3-32 所示。

2）环流电抗器和平波电抗器分开设置。在电枢端专门设置一个平波电抗器，然后在两组变流器的环流电路中分别设置环流电抗器，如图 3-33 所示。

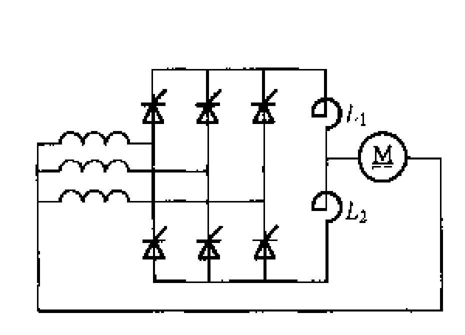


图 3-32 电抗器连接方式之二

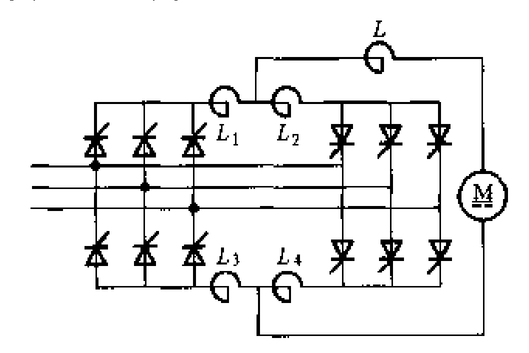


图 3-33 电抗器连接方式之三

2. 平波和均衡电抗器选择

电抗器的主要参数有额定电抗、额定电流、额定电压降及结构形式等。

计算各种整流电路中平波电抗器和均衡电抗器电感值时，应根据电抗器在电路中的作用进行选择计算。

1）从减小电流脉动出发选择电抗器。

2）从电流连续出发选择电抗器。

3）从限制环流出发选择电抗器。

此外，还应考虑限制短路电流上升率等。

由于一个整流电路中，通常包含有电动机电枢电抗、变压器漏抗和外接电抗器的电抗三个部分，因此，首先应求出电动机电枢（或励磁绕组）及整流变压器的漏感，再求出需

要外接电抗器的电感值。

(1) 电动机的电感。电动机的电感 L_D（mH）可按下式计算，即

$$L_D = K_D \frac{U_N}{2pn_N I_N} \times 10^3 \tag{3-83}$$

式中　U_N ——直流电动机的额定电压（V）；

I_N ——直流电动机额定电流（A）；

n_N ——直流电动机额定转速（rpm/min）；

p ——直流电动机磁极对数；

K_D ——计算系数。一般无补偿电动机取 8～12，快速无补偿电动机取 6～8，有补偿电动机取 5～6。

(2) 整流变压器的漏感。整流变压器折合二次侧的每相漏感 L_T（mH）可按下式计算，即

$$L_T = K_T U_{dl} \frac{U_2}{I_N} \tag{3-84}$$

式中　K_T ——计算系数，三相全桥取 3.9，三相半波取 6.75；

U_{dl} ——整流变压器短路电压百分比，一般取 0.05～1.0；

U_2 ——整流变压器二次相电压（V）；

I_N ——直流电动机额定电流（A）。

(3) 保证电流连续所需电抗器的电感值。当电动机负载电流小到一定程度时，会出现电流断续的现象，将使直流电动机的机械特性变软。为了使输出电流在最小负载电流时仍能连续，所需的临界电感值 L_1 可用下式计算，即

$$L_1 = K_1 \frac{U_2}{I_{dmin}} \tag{3-85}$$

式中　K_1 ——临界计算系数，单相全控桥为 2.87，三相半波为 1.46，三相全控桥为 0.693；

U_2 ——整流变压器二次相电压（V）；

I_{dmin} ——电动机最小工作电流（A），一般取电动机额定电流的 5%～10%。

实际串联的电抗器的电感值 L_P 为

$$L_P = L_1 - (L_D + NL_T) \tag{3-86}$$

式中　N ——系数，在三相桥路中取 2，其余取 1。

(4) 限制电流脉动所需电抗器的电感值。由于晶闸管整流装置的输出电压是脉动的，该脉动电流可以看成是一个恒定直流分量和一个交流分量组成的。通常负载需要的是直流分量，而过大的交流分量会使电动机换向恶化和铁耗增加。因此，应在直流侧串联平波电抗器以限制输出电流的脉动量。将输出电流的脉动量限制在要求的范围内所需要的最小电感量 L_2（mH）可按下式计算，即

$$L_2 = K_2 \frac{U_2}{S_i I_{dmin}} \tag{3-87}$$

式中　K_2 ——临界计算系数，单相全控桥 4.5，三相半波 2.25，三相全控桥 1.045；

S_i ——电流最大允许脉动系数，通常单相电路 $S_i \leqslant 20\%$，三相电路 $S_i \leqslant (5 \sim 10)\%$；

U_2 ——整流变压器二次侧相电压（V）；

I_{dmin} ——电动机最小工作电流（A），取电动机额定电流的5%～10%。

实际串接的电抗器 L_P 的电感值为

$$L_P = L_2 - (L_D + NL_T) \tag{3-88}$$

式中 L_D ——电动机的电感（mH）；

L_T ——整流变压器折合到二次侧的每相漏感（mH）；

N ——系数，在三相桥路中取2，其余电路取1。

(5) 限制环流所需的电抗器的电感值。限制环流所需的电感值 L_R（mH）的计算公式为

$$L_R = K_R \frac{U_2}{I_R} \tag{3-89}$$

式中 K_R ——计算系数，单相全控桥2.87，三相半波1.46，三相全控桥0.693；

I_R ——环流平均值（A）；

U_2 ——整流变压器二次相电压（V）。

实际所需的均衡电感量为

$$L_{RA} = L_R - L_T \tag{3-90}$$

式中 L_T ——整流变压器折合二次侧的每相漏感（mH）。

如果均衡电流经过变压器两相绕组，计算 L_{RA} 时，应代入 $2L_T$。

3.7.5 晶闸管的保护设计

晶闸管是整流装置的核心器件，但它的过载能力较差。所以晶闸管的保护是必要的。

1. 过电流保护

过电流是晶闸管电路经常发生的故障，因此，过电流保护应当首先考虑。由于晶闸管承受过电流的能力比一般电器差得多，故必须在极短的时间内把电源断开或把电流值降下来。

造成晶闸管过电流的主要因素有：电网电压波动大，电动机轴上负载超过允许值，电路中管子误导通以及管子击穿短路等。

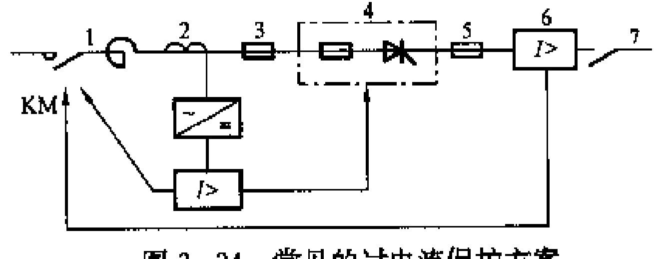


图3-34 常见的过电流保护方案

常见的过电流保护方案如图3-34所示，图中1为交流接触器，2为过流检测互感器，3为快速熔断器，4为桥臂快速熔断器，5为直流侧快速熔断器，6为直流侧过电流保护，7为快速开关。这些方案都有过电流保护作用，具体应用时可以根据实际需要选用方案中的一种或多种。

(1) 快速熔断器保护。

快速熔断器是最简单有效的过电流保护器件，与普通熔断器相比，具有快速熔断的特

性，在发生短路后，熔断时间小于20ms，能保证在晶闸管损坏之前自身熔断，避免过电流烧坏晶闸管。

快速熔断器可以安装在交流侧、直流侧或直接与晶闸管串联，如图3-35所示。其中图3-35（a）的接法对保护晶闸管最为有效；图3-35（b）的接法对交流、直流侧过电流均起作用；图3-35（c）的接法只能在直流侧过载和短路时起作用。使用时可根据实际情况选用图3-35（a）、（b）、（c）中的一种。

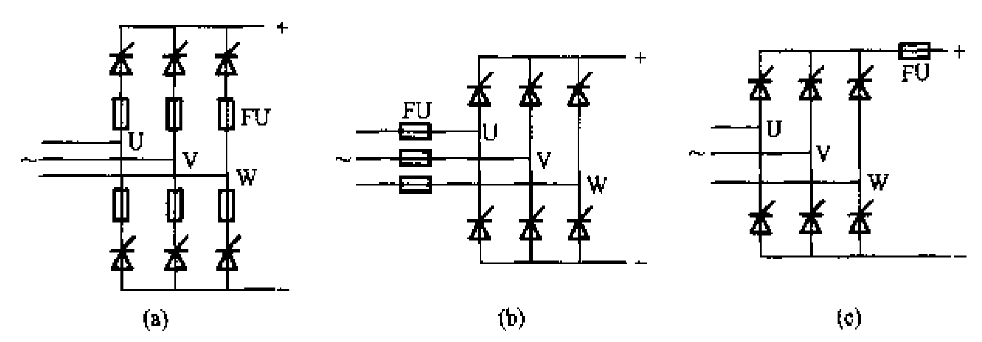


图3-35　快速熔断器的安装方式

快速熔断器的选择主要考虑下述几个方面：

1）快速熔断器的额定电压应大于线路正常工作电压的有效值，即

$$U_{FN} \geqslant \frac{K_{UT}}{\sqrt{2}} U_2 \tag{3-91}$$

2）快速熔断器熔体的额定电流（有效值）I_{FN}应大于等于被保护晶闸管额定电流。若熔断器与桥臂晶闸管串联时，熔体的额定电流I_{FN}可按下式计算，即

$$1.57 I_{T(AV)} \geqslant I_{FN} \geqslant I_{TM} \tag{3-92}$$

式中　$I_{T(AV)}$——被保护晶闸管额定电流（A）；

I_{FN}——快速熔断器熔体的额定电流（A）；

I_{TM}——实际流过晶闸管的最大电流有效值（A）。

由于晶闸管额定电流在选择时已考虑了安全裕量1.5～2，因此，通常按下式选择即$I_{T(AV)} = I_{FN}$。

由于快速熔断器价格较高，一般情况下，总是先让其他过流保护措施动作，如电子线路保护，尽量避免直接使快速熔断器熔断。

（2）电子线路控制的过电流保护。

电子线路控制的过电流保护电路形式很多，图3-36所示电路能够在过流时实现对触发脉冲移相控制，使输出平均电压下降，减小过电流值，另外，也可以切断主电路电源，达到保护目的。

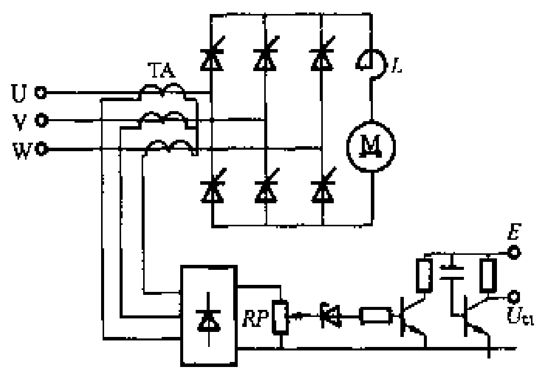


图3-36　电子线路控制的过电流保护电路

（3）过电流继电器保护。

过流继电器可以安装在交流侧或直流侧，检测主电路的电流。在发生过流故障时动作，

使交流侧断路器或接触器分闸。由于过流继电器和断路器或接触器动作需要几百毫秒，只能用于当机械过载引起的过电流或短路电流不大时保护晶闸管。

(4) 直流快速开关。

直流快速开关常用于大中容量的整流器的直流侧过载和短路保护。快速开关的动作时间为2～3ms，分断时间不超过25～30ms。选择时，其额定电压、额定电流应不小于变流装置的额定值。

2. 过电压保护

(1) 产生过电压的原因。

晶闸管对于电压很敏感，当正向电压超过其正向断态重复峰值电压U_{DRM}一定值时，就会误通，引起电路故障；当外加的反向电压超过其反向断态重复峰值电压U_{RRM}一定值时，晶闸管将立即损坏。因此必须进行过电压保护。过电压产生的原因主要是：电路中开关的开、闭引起的冲击电压，也称操作过电压；二是雷击或其他外来冲击干扰引起的浪涌过电压。

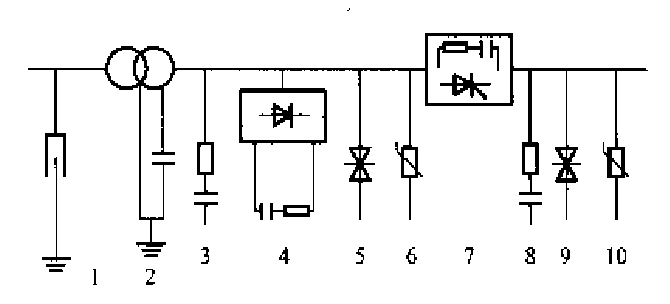


图3-37 常用的过电压保护方案

针对形成过电压的原因不同，可以采取不同的抑制方法。通常采用的过电压保护方案如图3-37所示。

图3-37中1进户避雷器，2、3、4交流阻容吸收，5、6硒堆、压敏保护，7晶闸管阻容吸收，8直流侧阻容保护，9、10直流侧硒堆、压敏保护。

(2) 交流侧过电压保护措施。

1) 阻容吸收保护。

阻容吸收保护通常是在变压器的二次侧用并联电阻R和电容C的串联支路进行保护，常见接法形式如图3-38所示。

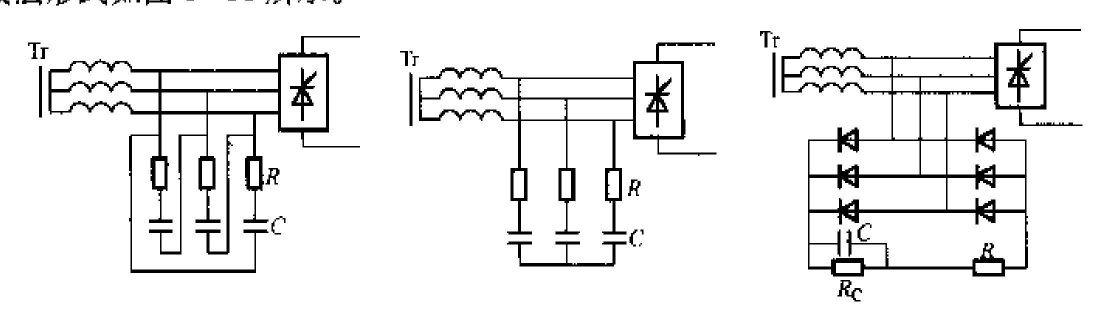


图3-38 交流侧的阻容吸收保护

对于单相回路电容（μF）的估算式为

$$C \geqslant 6I_{em}\frac{S}{U_2^2}\ (\mu\text{F}) \tag{3-93}$$

电容的耐压$\geqslant 1.5U_m$。

电阻（Ω）的估算式为

$$R \geqslant 2.3\frac{U_2^2}{S}\sqrt{\frac{U_{dL}}{I_{em}}} \tag{3-94}$$

电阻功率（W）

$$P_R \geqslant (3 \sim 4) I_R^2 R \tag{3-95}$$

通过电阻的电流（A）

$$I_R = 2\pi f C U_C^2 \times 10^{-6} \tag{3-96}$$

式中　S——变压器容量（kVA）；

U_2——变压器二次相电压有效值（V）；

I_{em}——变压器励磁电流百分比，对于10～100 kVA的变压器，一般为10%～4%；

U_{dL}——变压器的短路比，对于10～100kVA的变压器，一般为5%～10%；

U_C——阻容元件两端正常工作时交流电压峰值（V）。

对于三相电路，R、C的数值可按表3-15参数进行换算。

表3-15　　R、C的参数换算表

变压器接法	单相	三相二次Y接法		三相二次D接法	
RC装置接法	与二次侧并联	Y	D	Y	D
C	C	C	$1/3C$	$3C$	C
R	R	R	$3R$	$1/3R$	R

对于大容量晶闸管装置，三相阻容保护器件功率比较大，可以采用图3-38（c）所示的整流式接法。电容C的计算公式同式（3-93），R_C、R、P_{RC}的计算可按下式计算

$$R_C = \frac{5U_{21}}{I_{21}} \tag{3-97}$$

$$R = \frac{5U_d}{I_d} \tag{3-98}$$

$$P_{RC} \geqslant (2 \sim 3)\frac{(\sqrt{2}U_{21})^2}{R_C} \tag{3-99}$$

式中　U_{21}、I_{21}——变压器二次侧的线电压和线电流；

U_d、I_d——整流器输出电压和电流；

在电阻R中，过电压时只有瞬时电流，所以电阻R的功率不必专门考虑，一般可取4～10W。

2）非线性电阻保护方式。

非线性电阻保护主要有硒堆和压敏电阻的过电压保护。压敏电阻的主要参数如下：

（a）标称电压U_{1mA}，指漏电流为1mA时，压敏电阻上的电压值。

（b）通流量，在规定冲击电流波形（前沿8 μs，波形宽20 μs）下，允许通过的浪涌峰值电流。

（c）残压，压敏电阻通过浪涌电流时在其两端的电压降。

压敏电阻标称电压U_{1mA}的选择为

$$U_{1mA} = 1.3\sqrt{2}U \tag{3-100}$$

式中 U——压敏电阻两端正常工作电压有效值（V）。

通流量应按大于实际可能产生的浪涌电流选择，一般取5kA以上。

残压值的选择是由被保护器件的耐压决定，应使晶闸管在通过浪涌电流时，残压抑制在晶闸管额定电压以下，并留有一定裕量。

(3) 直流侧过电压保护措施。

直流侧过电压保护可以用阻容或压敏电阻保护，但采用阻容保护容易影响系统的快速性，并造成 di/dt 加大。因此，一般只用压敏电阻作过电压保护。

压敏电阻标称电压 U_{1mA} 按下式选择，即

$$U_{1mA} \geqslant (1.8 \sim 2)U_{DC} \tag{3-101}$$

式中 U_{DC}——正常工作时加在压敏电阻两端的直流电压（V）。

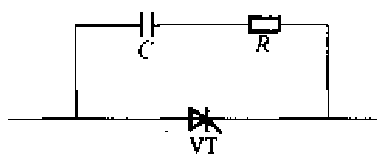


图3-39 换相过电压保护

流通量和残压的选择同交流侧方法。

(4) 晶闸管换相过电压保护措施。

为了抑制晶闸管的关断过电压，通常采用在晶闸管两端并联阻容保护电路的方法，如图3-39所示。阻容保护的元件参数可以根据表3-16列出的经验数据选定。

表3-16 阻容保护的元件参数

晶闸管额定电流（A）	10	20	50	100	200	500	100
电容（μF）	0.1	0.15	0.2	0.25	0.5	1	2
电阻（Ω）	100	80	40	20	10	5	2

电容耐压值，通常按加在晶闸管两端工作电压峰值 U_m 的1.1～1.5倍计算。

电阻功率 P_R（W）为

$$P_R = fCU_m^2 \times 10^{-6} \tag{3-102}$$

式中 f——电源频率（Hz）；

C——电容值（μF）；

U_m——晶闸管两端工作电压峰值（V）。

3. 电压上升率 du/dt 与电流上升率 di/dt 的限制

不同规格的晶闸管对最大的电压上升率 du/dt 及电流上升率 di/dt 有相应的规定，当超过其值时，会使晶闸管误导通。限制电压上升率及电流上升率 di/dt 的方法有：

(1) 交流进线电抗器限制措施 交流进线电抗器电感量 L_B 的计算公式为

$$L_B = \frac{0.04U_2}{2\pi f \times 0.816 I_{dN}} \tag{3-103}$$

式中 I_{dN}——变流器输出额定电流（V）；

f——电源频率（Hz）；

U_2——变压器二次相电压（V）。

(2) 在桥臂上串联空心电感，电感值取20～30μH为宜。

(3) 在功率较大或频率较高的逆变电路中，接入桥臂电感后，会使换流时间增长，影响正常工作，而经常采用将几只铁淦氧磁环套在桥臂导线上，使桥臂电感在小电流时磁环不饱和，电感量大，达到限制电压上升率 du/dt 与电流上升率 di/dt 目的，还可以缩短晶闸管的关断时间。

3.7.6 触发装置的选择

晶闸管为一种可控开关器件，欲使其由阻断转为导通，应在晶闸管阳极与阴极之间加正向电压、门极与阴极之间加上足够功率的正向触发电压，导通后控制信号失去作用。正确设计选择与使用触发电路，可以充分发挥晶闸管及装置的功能。

1. 移相触发器的主要技术指标

(1) 同步信号波形　同步信号波形有正弦波、方波和锯齿波，三者各有特点，但集成模拟触发器多用锯齿波，数字式触发器多用方波。

(2) 同步信号幅值　同步信号的幅值随所用触发器外接元件的不同而有差别，一般为6～30 V。

(3) 移相范围　移相范围是指，当移相控制电压 u_c 从零至最大值变化时，输出触发脉冲对于同步信号的相位变化量。要求的移相范围随主电路的结构不同而不同，对于单相可控整流电路电阻性负载，要求的移相范围为0°～180°；对于三相桥式全控整流电路电阻性负载，要求的移相范围为0°～120°；而感性负载要求移相范围为0°～90°，逆变运行时，移相范围为0°～150°。

(4) 脉冲幅值　脉冲幅值一般指电压幅值与电流幅值。当脉冲触发器输出的脉冲电压幅值不接晶闸管时可以为12～25 V。而电流幅值随被触发晶闸管容量的不同而不同。原则上，大电流的晶闸管需要的触发电流大。通常，为满足不同晶闸管的可靠触发需要，触发脉冲的电流幅值在采用强触发时不大于3A，平顶波电流为400～600mA。

(5) 脉冲宽度　为了保证触发的可靠性，触发脉冲常采用宽脉冲或双窄脉冲。宽脉冲的宽度为60°～120°。双窄脉冲的宽度为18°～30°。对于电阻性负载，脉冲宽度可以减小，对于感性负载、反电动势负载或容性负载，脉冲的宽度要宽些，并尽可能用双窄脉冲或宽脉冲。

2. 常用触发电路的对比

晶闸管的触发电路种类很多，表3-17列出几种常用触发电路类型、优缺点和使用范围，以便选用。

表3-17　常用触发电路对比表

类　型	优　点	缺　点	适应范围
单结晶体管触发电路	结构简单，成本低，触发脉冲前沿陡，工作可靠，抗干扰能力强，易于调试	脉冲宽度窄，输出功率小，控制线性度差，移相范围一般小于180°。电路参数差异大，在多相电路中使用不易一致	不附加放大环节，可触发50A以下的晶闸管，常用于要求不高的小功率单相或三相半波电路中，但在大电感负载中不宜采用
正弦波同步触发电路	电路简单，易于调整，能输出宽脉冲，直流输出电压 U_d 与控制电压 U_c 为线性关系，能部分地补偿电网电压波动对输出电压 U_d 的影响。在引入正反馈时，脉冲前沿陡度可提高	受电网电压的波动及干扰影响大，实际移相范围只有150°左右	可用于功率较大的晶闸管装置中，电网波动较大的场所不适用

续表

类　型	优　点	缺　点	适应范围
锯齿波同步触发电路	不受电网电压波动与波形畸变的直接影响，抗干扰能力强，移相范围宽。具有强触发、双脉冲和脉冲封锁等环节，可触发200A以上的晶闸管	整流输出电压U_d与控制电压U_c不是线性关系，电路比较复杂	在大中容量晶闸管装置中得到广泛的应用
集成触发电路	体积小，功耗低，调试方便，性能稳定可靠	移相范围小于180°，为保证触发脉冲对称度，要求交流电网波形畸变率小于5%	广泛应用于各种晶闸管装置中
数字式触发电路	控制灵活，触发准确，精度高	线路复杂，脉冲输出同其他电路	用于要求较高的场合，广泛使用

3. 触发脉冲与主电路的同步

(1) 同步的概念。

所谓同步是指触发脉冲和加于晶闸管的正向电压之间必须保持一致和固定的相位关系。实现方法是通过同步变压器的不同接线组别向各触发单元提供相位互差的同步交流电压，确保变流装置中各晶闸管能按规定的顺序获得触发脉冲并有序工作。同步有两个含义：一是触发脉冲的频率与主电路的频率必须一致；二是输出触发脉冲的相位要符合主电路电压相位的要求。前者由于主电路整流变压器与触发电路的同步变压器连接在同一电网，故两者频率一样。后者要通过同步变压器的不同接线组别向各触发单元提供相应的交流电压。

(2) 实现同步的方法。

实现同步的方法是采用主电路电源电压经同步变压器降压，再经阻容移相来获得符合相位要求的同步电压。由于同步变压器二次侧的同步电压应有公共点，所以，同步变压器二次侧应选用Y接线，便于和各单元电路相连。其接线组别的确定，可采用简化的电压向量图（钟点法）来实现，步骤如下：

1）根据主电路所要求的移相范围和触发电路可提供的移相范围，选取移相的控制方案；利用波形图分析确定出共阴极组VT1、VT3、VT5所对应的触发电路输入同步信号，如同步电压u_{su2}与对应晶闸管阳极电压（如VT1的阳极相电压U_2）之间的相位关系。

2）根据已知整流变压器Tr的接线组别，画出一次线电压向量$\dot{U}_{U1V1}$与相应的二次线电压$\dot{U}_{U2V2}$相位关系的向量图（钟点数），再根据第一点已确定的u_{su}与$\dot{U}_{U2}$相位关系，在同一表盘面上，再画出同步输入电压$\dot{U}_{SU1V1}$与$\dot{U}_{SU2V2}$简化向量图，确定同步变压器的接线组别。重复以上步骤，再确定主电路的共阳极组VT4、VT6、VT2触发电路输入的同步信号$u_{s(-u2)}$、$u_{s(-v2)}$、$u_{s(-w2)}$的钟点数。

3）将同步变压器二次电压u_{su2}、u_{sv2}、u_{sw2}分别接到VT1、VT3、VT5管的触发电路同步信号的输入端；$u_{s(-u2)}$、$u_{s(-v2)}$、$u_{s(-w2)}$分别接到VT4、VT6、VT2管的触发电路同步信号的输入端，即能保证触发脉冲与主电路同步。

应当指出：在实际工作中，为确保主变压器与同步变压器的极性和接线组别正确，需

要测定三相变压器的极性。其方法如下：

1）测定相间极性 用万用表电阻档测量12个出线端间通断情况及电阻大小，找出三相高压绕组，暂定标记U1、V1、W1、X1、Y1、Z1。

将Y1、Z1两点用导线连接，在U1相加电压（约为额定电压一半），用电压表测量U_{V1Y1}、U_{W1Z1}及U_{V1W1}，若$U_{V1W1}=U_{V1Y1}-U_{W1Z1}$则标记正确，若$U_{V1W1}=U_{V1Y1}+U_{W1Z1}$则标记错误，应将V1、W1相中任一相的端点标号互换（如V1、Y1将换成Y1、V1）。用同样方法，在V1相施加低电压，决定U1、W1相极性，测定后将他们的首末端作正式标记。

2）找出各相绕组。首先在U1、X1端加低电压，用电压表测量二次电压，其中电压最高的一相即为U1相的二次绕组，暂标记为U2、X2，同理可标出V2、Y2及W2、Z2。

3）测定一、二次绕组极性。将一、二次侧的中性点用导线相联，高压侧加三相低电压，测量U_{U1X1}、U_{V1Y1}、U_{W1Z1}、U_{U2X2}、U_{V2Y2}、U_{W2Z2}、U_{U1U2}、U_{V1V2}、U_{W1W2}，若$U_{U1U2}=U_{U1X1}-U_{U2X2}$，则$U_{U1X1}$与$U_{U2X2}$同相，$U1$与$U2$端极性相同；若则$U_{U1U2}=U_{U1X1}+U_{U2X2}$，则$U_{U1X1}$与$U_{U2X2}$反相，$U1$与$U2$端极性相反。用同样方法判别V1、W1两相一、二次侧极性。测定后，把低电压绕组各相首末端正式标记。

3.7.7 整流器的工程设计举例

1. 设计内容及要求

某不可逆系统原采用G—M控制系统拖动，主电动机额定功率$P_N=60\ \text{kW}$，额定电压$U_N=220\text{V}$，额定电流$I_N=305\text{A}$，额定转速$n_N=1000\ \text{r/min}$，电枢电阻$R_a=0.05\Omega$，$C_e=0.2\text{V}\cdot\text{min/r}$，励磁电压220V，励磁电流2A。

现改为用晶闸管整流器供电的V—M拖动系统，原直流电动机保留不变，试设计选择晶闸管直流电动机调速系统的主电路。

2. 技术要求

(1) 电网供电电压为三相380V。

(2) 电网电压波动$+5\%\sim-10\%$。

(3) 电流脉动$S_i\leqslant10\%$。

3. 整流器的主电路方案的确定

(1) 根据任务要求，采用晶闸管整流供电。

(2) 主电路采用三相全控桥式整流电路。

(3) 为实现在最小控制角下运行，选用整流变压器进行电压等级变换。

(4) 设置平波电抗器，满足电流脉动要求。

(5) 选用锯齿波同步触发电路。

(6) 采用转速负反馈控制方式，使系统调速性能满足工艺要求。

4. 整流器的具体设计

(1) 整流变压器的选择。为减小整流器的谐波对电网的影响，工程上整流变压器采用D，y连接。

1）二次相电压U_2按下式计算：

$$U_2=\frac{\left(\frac{I_{dmax}}{I_N}\right)I_NR_a+U_N+\left(\frac{I_{Tmax}}{I_N}-1\right)I_NR_a}{K_{UV}\left(b\cos\alpha_{min}-K_XU_{d1}\frac{I_{Tmax}}{I_N}\right)}$$

$$=\frac{\left(\frac{1.5\times305}{305}\right)\times305\times0.05+220+\left(\frac{1.5\times305}{305}-1\right)\times305\times0.05}{2.34\times(0.95\times0.98-0.5\times0.05\times1.5)}\text{V}=120\text{V}$$

由表3-13知，三相全控桥式整流电路的计算系数 $K_{UV}=2.34$，$K_X=0.5$。其他参数 $U_{d1}=0.05$，$b=0.95$；$\alpha_{min}=10°$，$\cos\alpha_{min}=0.98$；$I_{dmax}/I_N=I_{Tmax}/I_N=1.5$。

2）变压器二次相电流 I_2 的计算。对于二次绕组按Y连接，则

$$I_2=K_{IV}I_{dN}=0.816\times305\text{A}=249\text{A}$$

查表3-13得 $K_{IV}=0.816$。

3）变压器的容量计算。一次容量

$$S_1=m_1\frac{K_{IL}}{K_{UV}}U_{d0}I_{dN}=3\times\frac{0.816}{2.34}\times2.34\times120\times305\text{VA}=89.6\text{kVA}$$

查表3-13得 $m_1=3$，$K_{IL}=0.816$，$K_{UV}=2.34$。

二次容量

$$S_2=m_2\frac{K_{IV}}{K_{UV}}U_{d0}I_{dN}=3\times\frac{0.816}{2.34}\times2.34\times120\times305\text{kVA}=89.6\text{kVA}$$

查表3-13得 $m_2=3$，$K_{IV}=0.816$，$K_{UV}=2.34$。

视在功率

$$S=\frac{1}{2}(S_1+S_2)=89.6\text{kVA}$$

(2) 晶闸管的选择。

1）晶闸管的额定电压

$$U_{Tn}=(2\sim3)K_{UT}U_2=2.5\times2.45\times120\text{V}=735\text{V}$$

查表3-13得 $K_{UT}=2.45$，安全裕量系数取2.5。

2）晶闸管的额定电流。

$$I_{T(AV)}\geqslant(1.5\sim2)K_{IT}I_{dmax}=1.5\times0.367\times1.5\times305\text{A}=252\text{A}$$

查表3-13得 $K_{IT}=0.367$。

选取用KP—300—8平板型晶闸管。

(3) 平波电抗器的选择。

1）电动机电枢电感 L_D 为

$$L_D=K_D\frac{U_N}{2pn_NI_N}\times10^3=8\times\frac{220\times10^3}{2\times2\times1000\times305}\text{mH}=1.5\text{mH}$$

对于快速无补偿电动机 K_D 取8，磁极对数 $p=2$。

2）变压器电感 L_T 为

$$L_T=K_TU_{d1}\frac{U_2}{I_N}=3.9\times0.05\times\frac{120}{305}\text{mH}=0.077\text{mH}$$

式中 $K_T=3.9$，$U_{dl}=0.05$。

3）平波电抗器的选择。维持电流连续时的 L_P 为

$$L_P=L_1-(2L_T+L_D)=K_1\frac{U_2}{I_{dmin}}-(2L_T+L_D)$$

$$=0.693\times\frac{120}{0.05\times305}\text{mH}-(2\times0.077+1.5)\text{mH}=3.8\text{mH}$$

式中 $K_1=0.693$，$I_{dmin}=0.05I_N$。

限制电流的脉动系数取 $S_i=5\%$ 时，L_P 值为

$$L_P=L_2-(2L_T+L_D)=K_2\frac{U_2}{S_iI_N}-(2L_T+L_D)$$

$$=\left(1.045\times\frac{120}{0.05\times305}-1.654\right)\text{mH}=6.57\text{mH}$$

取两者中较大的，故选用平波电抗器的电感为6.57mH时，电流连续和脉动要求能同时满足。

(4) 整流电路桥臂串联熔断器的选择。

1）快速熔断器的额定电压 U_{FN} 为

$$U_{FN}\geqslant\frac{K_{UT}}{\sqrt{2}}U_2=\frac{2.45}{\sqrt{2}}\times120\text{V}=208\text{V}$$

2）快速熔断器额定电流 I_{FN} 的选择。

$$I_{T(AV)}=I_{FN}$$

选择RS3系列快速熔断器的额定电压250V，额定电流300A，切断能力25kA。

(5) 触发装置的选择。

1）触发信号与主电压的同步。

触发电路可选择锯齿波同步触发电路，也可选KC系列集成触发电路，下例选用锯齿波同步触发电路。按简化相量图的方法来确定同步变压器的联结组别及变压器绕组联结方式。

以VT1管的阳极电压 u_U 与相应的触发电路1CF的同步电压 u_{SU} 定相为例。

(a) 对于锯齿波触发器，要求同步电压 $\dot{U}_{SU}$ 向量滞后 $\dot{U}_U$ 相量180°。由于存在滤波环节30°的相位移，所以实际同步电压 $\dot{U}_{SU}$ 滞后主电压 $\dot{U}_U$ 相量150°。

(b) 整流变压器一般采用D，y5的接法，根据整流变压器D，y5接法，作出一次和二次电压矢量图，晶闸管VT1阳极电压 $\dot{U}_U$ 与一次线电压 $\dot{U}_{U1V1}$ 反相，一次线电压 $\dot{U}_{U1V1}$ 在12点钟。在 $\dot{U}_U$ 滞后150°的位置作出同步变压器二次电压 $\dot{U}_{SU}$，则对应线电压 $\dot{U}_{SUV}$ 超前 $\dot{U}_{SU}$ 30°，在10点钟位置；$-\dot{U}_{SUV}$ 在4点钟位置，如图3-40所示。所以同步变压器组二次侧一组为D，y10，另一组为D，y4。10点钟一组为 U_{sU}、U_{sV}、U_{sW}，接晶闸管VT1、VT3、VT5管触发电路的同步信号输入端；4点钟一组为 $-U_{SU}$、$-U_{SV}$、$-U_{SW}$，接晶闸管VT4、VT6、VT2触发电路的同步信号输入端，晶闸管装置即能正常工作，如图3-41所示。

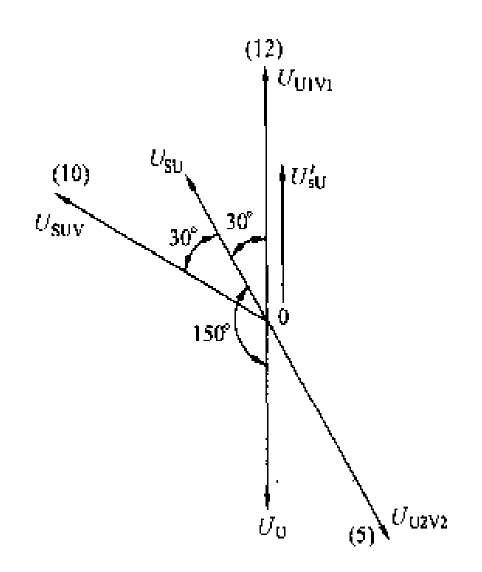
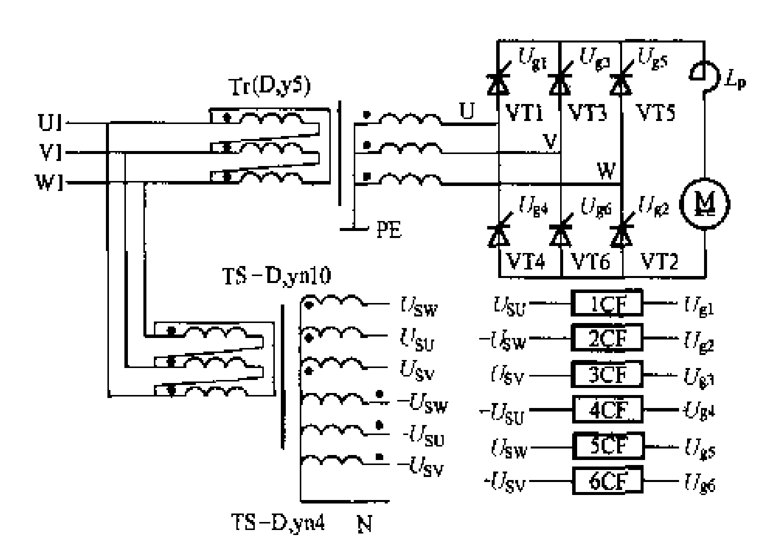


图3-40 主电压与同步电压间的相量图



3-41 三相全控桥式整流器主电路与同步变压器电路的连接

(c) 依据已求得的TS联结组别，就可以画出同步变压器绕组的接线，如图3-41所示。先将 u_{SU} 、u_{SV} 、u_{SW} 分别联结到阻容滤波器后（图3-41中未画），再联结到1CF、3CF、5CF的同步电压接线端，供晶闸管 VT1 、VT3 和 VT5 的触发输入端，对应触发脉冲为 U_{g1} 、U_{g3} 、U_{g5} ；$-u_{SU}$ 、$-u_{SV}$ 和 $-u_{SW}$ 分别经阻容滤波器联结到4CF、6CF、2CF的同步电压接线端，供晶闸管 VT4 、VT6 和 VT2 触发输入端，对应触发脉冲为 U_{g4} 、U_{g6} 和 U_{g2} ，如图3-41所示，保证触发脉冲与主电路同步。

2）触发电路的连接。

因为主电路为三相全控桥接线方式，需要6块触发电路板，分别控制6个晶闸管。6块触发电路板的X、Y端（查触发电路原理图）的连接方式为后相的X端与前相的Y端相连，6块触发板的偏移电压引出端接在一起，用一个偏移电位器来同时调偏移电压。6块触发板的控制电压引出端连在一起，接到移相控制端，由 U_{ct} 直接控制。整流桥桥臂上的每个晶闸管的触发板同步信号端连接到同步变压器对应的同步信号端。6路同步信号依次相差60°，并与主电路保持同步。

思考题与习题

3-1 晶闸管导通的条件是什么？导通后流过晶闸管的电流怎样确定？负载电压又怎样确定？

3-2 某一电阻性负载，需要直流电压120V，电流30A。今采用单相全控桥式整流电路，直接由220V电网供电。试计算晶闸管的导通角、电流有效值。

3-3 有一单相桥式全控整流电路，负载电阻 $R=10\Omega$，直接由220V电网供电，控制角 $\alpha=60°$。试计算整流电压的平均值、整流电流的平均值和电流的有效值。

3-4 试述晶闸管变流装置主电路对门极触发电路的一般要求？

3-5 某电阻性负载的单相桥式半控整流电路，若其中一只晶闸管的阳、阴极之间被烧断，试画出整流二极管、晶闸管两端和负载电阻两端的电压波形。

3-6 可控整流电路带电阻性负载时，负载电阻上的 U_d 与 I_d 的乘积是否等于负载有功功率，为

什么？带大电感负载时，负载电阻 R 上的 U_d 与 I_d 的乘积是否等于负载有功功率，为什么？

3-7　在整流变压器副边中间抽头的双半波可控整流电路中：

(1) 说明整流变压器有无直流磁化问题。

(2) 分别画出电阻性负载和大电感负载在 $\alpha=60°$ 时的输出电压 U_d，电流 I_d 的波形，比较与单相全控桥式整流电路是否相同。若已知 $U_2=220V$，计算其输出直流电压值 U_d。

(3) 画出电阻性负载 $\alpha=60°$ 时晶闸管两端电压 u_T 的波形，说明该电路晶闸管承受的最大反向电压为多少。

3-8　某单相桥式全控整流电路，大电感负载，$U_2=220V$，$R=4\Omega$，求晶闸管的额定电流和电压。

3-9　画出单相半波可控整流电路，在 $\alpha=90°$ 时，如下五种情况的 $i_T=f(\omega t)$ 和 $u_T=f(\omega t)$ 的波形。

(1) 电阻性负载。

(2) 大电感负载不接续流二极管。

(3) 大电感负载接续流二极管。

(4) 反电势负载不串平波电抗器。

(5) 反电势负载串平波电抗器，又接续流二极管，但负载电流仍然无法连续。

3-10　某电阻负载要求 0~24V 直流电压，最大负载电流 $I_d=30A$，如果用 220V 交流直接供电与用变压器降到 60V 供电，都采用单相半波可控整流电路，是否都能满足要求？试比较两种供电方案的晶闸管的导通角、额定电流、电压值，电源与变压器二次侧的功率因数。

3-11　某电阻负载 $R=50\Omega$，要求输出电压在 0~600V 可调，使用单相半波与单相全波两种方式供电，分别计算：

(1) 晶闸管的额定电压、电流值。

(2) 负载电阻上消耗的最大功率。

3-12　有一感性负载单相桥式半控整流电路，当触发脉冲突然消失或 α 突然增大到 180°时，电路会产生什么现象？电路失控时，可用什么方法判断哪一只晶闸管一直导通，哪一只一直阻断？

3-13　单相桥式半控整流电路，接有续流二极管，对直流电动机电枢供电，主电路中平波电抗器的电感量足够大。电源电压为 220V，控制角 $\alpha=60°$，此时负载电流为 30A。计算晶闸管、整流管和续流二极管的电流平均值和有效值、电源容量及功率因数。

3-14　在单相桥式全控整流电路中，若有一晶闸管因为过流而烧成断路，结果会怎样？如果这只晶闸管被烧成短路，结果又怎样？

3-15　在电阻性负载三相半波可控整流电路中，如果窄脉冲出现过早（即在自然换相点之前），会出现什么现象？画出负载侧 u_d 波形。

3-16　三相半波可控整流电路，三只晶闸管都不触发时，晶闸管两端电压波形 u_T 是怎样的？

3-17　三相半波可控整流电路电阻性负载，由于触发电路输出脉冲的相位未调成一致，如 $\alpha_1=30°$、$\alpha_3=60°$、$\alpha_5=90°$，试画出 u_d 和 u_{T1} 波形。

3-18　三相桥式全控整流电路，当一只晶闸管短路时，电路会发生什么情况？

3-19　三相全控桥整流电路，$U_d=230V$：

(1) 确定变压器二次侧电压。

(2) 选择晶闸管电压等级。

3-20　三相全控桥整流电路，触发方式采用“单宽脉冲”或“双窄脉冲”触发，这是为什么？“单宽脉冲”的宽度应为多少？触发脉冲如何排列？

第4章 直流-交流变换电路

本章要点

- 有源逆变电路、有源逆变的条件、逆变失败与最小逆变角的限制；
- 无源逆变电路、变频器概述；
- 交-直-交变频器、电压型和电流型变频器、变频器180°和120°导电规则的原理与分析；
- SPWM变频（电压正弦PWM、电流正弦PWM、磁通正弦PWM）的原理与分析。

4.1 逆变的概念

通常把交流电能变换成直流电能的过程称之为整流，相控整流是最常见的交-直变换过程；而把直流电能变换成交流电能的过程称之为逆变，它是整流的逆过程。在逆变电路中，按照负载性质的不同，逆变分为有源逆变和无源逆变。如果把该电路的交流侧接到交流电源上，把直流电能经过直-交变换，逆变成与交流电源同频率的交流电返送到电网上去，称作有源逆变。相应的装置称为有源逆变器，控制角大于90°的相控整流器为常见的有源逆变器。而把直流电能变换为交流电能，直接向非电源负载供电的电路，称之为无源逆变电路，又称为变频器。

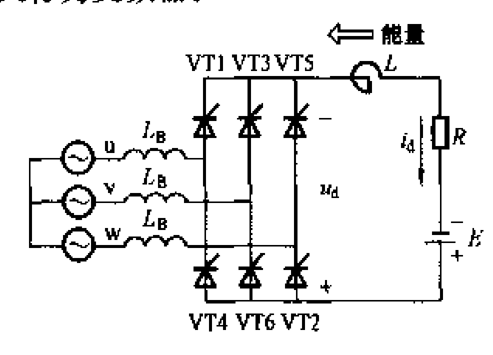


图4-1 三相全控桥构成的有源逆变电路

逆变和整流关系密切，同一套变流装置既可以工作在整流状态，在一定条件下，又可以工作在逆变状态。前面我们介绍的工作在整流状态的单相和三相可控整流电路，它们将交流电变换成直流电供给负载，但上述部分电路也可以工作在逆变状态。以图4-1所示的三相全控桥式整流电路为例，在逆变时，由于晶闸管的单向导电性，电流I_d仍保持与整流状态相同的方向，但U_d改变了极性，这使得可控整流电路的功率由直流侧输向可控整流电路的交流侧，也就是将直流电能变换成交流电输向电网。

逆变器已在工农业生产、交通运输、航空航天、办公自动化等领域得到广泛应用。其中，应用最多的是交流电机的变频调速。另外，在感应加热电源、航空电源等方面也不乏逆变电路的身影。

4.2 有源逆变电路

4.2.1 单相双半波有源逆变电路

1. 工作原理

为简单起见，我们首先讨论一个单相双半波可控整流电路，看其是如何从整流状态转变为有源逆变状态的。电路与有关波形见图 4-2，该电路实际上是两个单相半波可控整流电路经过适当连接而成的。与整流电路一样，为了保持逆变电流的连续，逆变电路通常都串联大电感 L。

(1) 整流状态 ($0\leqslant\alpha<90°$)。

当 α 等于零时，输出电压瞬时值 u_d 在整个周期内全部为正；当 $90°>\alpha>0$ 时，u_d 在整个周期内有正有负，但其正面积总是大于负面积，故平均值 U_d 为正值，其极性是上正下负，如图 4-2 (a) 所示。通常 U_d 略大于 E，此时电流 I_d 从 U_d 的正端流出，从 E 的正端流进。因此电机 M 吸收电能，作电动运行，电路把从交流电网吸收的电能转变成直流电能输送给电动机，电路工作在整流状态，电机 M 工作在电动状态。这是在整流电路中大家熟悉的内容。

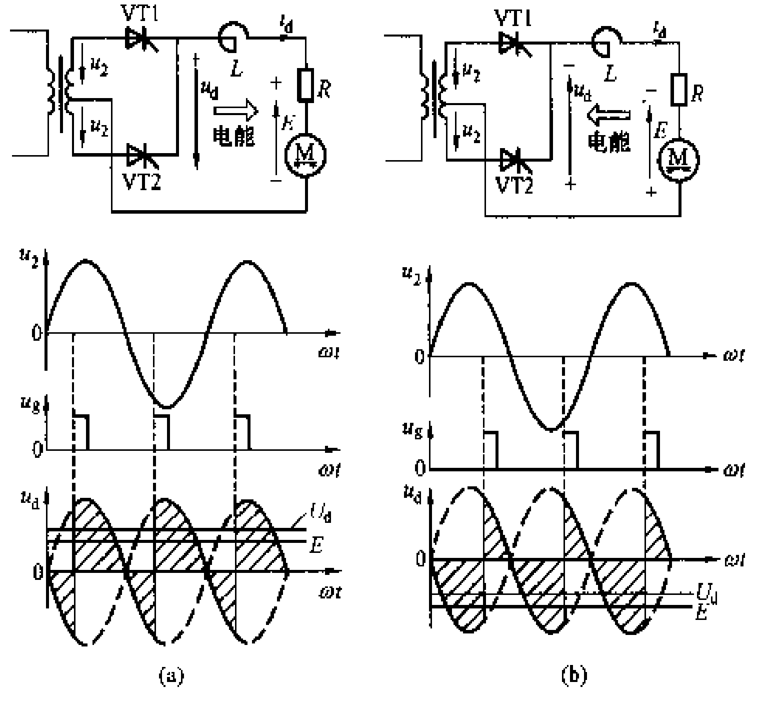


图 4-2　单相双半波电路工作于整流和逆变状态时的电路及电压波形

(a) 整流状态；(b) 逆变状态

(2) 逆变状态 ($90°<\alpha\leqslant180°$)。

所谓逆变，就是要求电路把负载（电机）吸收的直流电能转变成交流电能反馈回电网。由于晶闸管的单向导电性，负载电流 I_d 不能改变方向，为此只有将 E 反向，即电机输出电能作发电运行才能回馈电能；为避免 U_d 与 E 顺接，此时要求将 U_d 的极性也反过来，如图 4-2 (b) 所示。从 $U_d=0.9U_2\cos\alpha$ 可知，要使 U_d 反向，α 应该大于 90°。

当 α 在 $90°<\alpha\leqslant180°$ 范围内变动时，输出电压瞬时值 u_d 在整个周期内有正有负，但其负面积总是大于正面积的，故平均值 U_d 为负值，其极性是上负下正，如图 4-2 (b) 所示波形。此时 E 略大于 U_d，电流 I_d 的流向是从 E 的正端流出，从 U_d 的正端流入，电机输出电能，逆变电路吸收从电机反送来的直流电能，并将其转变成交流电能反馈回电网，这就是单相双半波电路的有源逆变工作状态。

从上述分析可以看出，要使整流电路工作在逆变状态，必须满足两个条件：

1) 变流器的输出 U_d 能够改变极性（内部条件）。由于晶闸管的单向导电性，电流 I_d

不能改变方向，为实现有源逆变，必须改变U_d的极性。要做到这一点，只要使变流器的控制角$\alpha>90°$即可。

2）必须有外接的提供直流电能的电源E。电源E也要能改变极性，且有$|E|>|U_d|$（外部条件）。

上述条件必须同时满足，才能实现有源逆变。

2. 逆变角β

当变流器工作在逆变状态时，常将控制角α改用β表示，β称为逆变角，规定以$\alpha=\pi$处作为计量β角的起点，β角的大小由计量起点向左计算。α和β的关系满足$\alpha+\beta=\pi$。例如$\beta=30°$时，对应$\alpha=150°$。

逆变状态时的控制角为逆变角β，满足如下关系：$\beta=\pi-\alpha$。

4.2.2 逆变失败与最小逆变角的限制

1. 逆变失败

可控整流电路运行在逆变状态时，一旦发生换相失败，电路又重新工作在整流状态，外接的直流电源就会通过晶闸管电路形成短路，使变流器的输出平均电压U_d和直流电动势E变成顺向串联，由于变流电路的内阻很小，将出现很大的短路电流流过晶闸管和负载，这种情况称为逆变失败，或称为逆变颠覆。

造成逆变失败的原因很多，主要有以下几种情况：

(1) 触发电路工作不可靠，不能适时、准确地给各晶闸管分配脉冲，如脉冲丢失、脉冲延时等，致使晶闸管不能正常换相。

(2) 晶闸管发生故障。在应该阻断期间，器件失去阻断能力，或在应该导通时间器件不能正常导通，造成逆变失败。

(3) 交流电源异常。在逆变工作时，电源发生缺相或突然消失，由于直流电动势的存在，晶闸管仍可导通，此时可控整流电路的直流侧由于失去了同直流电动势极性相反的直流电压，因此直流电动势将经过晶闸管电路而短路。

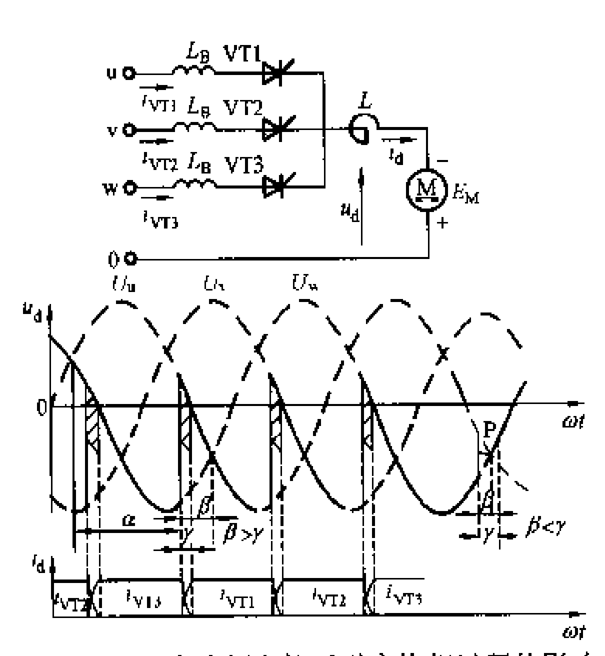


图4-3 交流侧电抗对逆变换相过程的影响

(4) 换相的裕量角不足，引起换相失败。实际中应考虑变压器漏抗引起的换相重叠角对逆变电路换相的影响。以三相半波电路为例，如图4-3所示，如果$\beta<\gamma$（见图4-3右下角的波形，VT3向VT1换相），换相尚未结束，电路的工作状态到达自然换相点p点后，参加换相的W相电压u_w已经高于U相电压u_U，应该导通的晶闸管VT1反而关断，而应关断的晶闸管VT3继续导通。这样会使得u_d波形中正的部分大于负的部分，从而使得u_d和E_M顺向串联，最终导致逆变失败。当$\beta>\gamma$时（见图4-3左下角的波形；VT3与VT1换相），经过换相过程后U相电压

u_U仍然高于W相电压u_W，在换相结束时，晶闸管VT3仍然承受反压而关断。

为了防止换相失败，要求逆变电路有可靠的触发电路，选用可靠的晶闸管元件，设置快速的电流保护环节，同时还应对逆变角β进行严格的限制。

2. 最小逆变角β的确定方法

为防止逆变颠覆，必须限制最小逆变角。确定最小逆变角β的大小要考虑以下因素：

(1) 换相重叠角γ。此值随电路形式、工作电流大小的不同而不同。可按照下式计算，即

$$\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma) = \frac{I_d X_B}{\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m}} \tag{4-1}$$

式中：m为一个周期内的波头数（换相次数），在三相半波电路中$m=3$，对于三相桥式全控电路$m=6$；U_2为变压器二次相电压有效值。必须注意，当三相全控桥式整流电路时，$m=6$而U_2应以线电压的有效值代入计算。

根据逆变工作时$\alpha=\pi-\beta$，并设$\beta=\gamma$，上式可改写成

$$\cos\gamma = 1 - \frac{I_d X_B}{\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m}} \tag{4-2}$$

γ约为15°～20°电角度。

(2) 晶闸管关断时间t_q所对应的电角度δ。折算后的电角度约为4°～5°。

(3) 安全裕量角θ'。考虑到脉冲调整时不对称、电网波动、畸变与温度等影响，还必须留一个安全裕量角，一般取θ'为10°左右。

综上所述，最小逆变角为

$$\beta_{min} = \delta + \gamma + \theta' \approx 30^\circ \sim 35^\circ \tag{4-3}$$

为了可靠防止β进入β_{min}区内，在要求较高的场合，可在触发电路中加一套保护线路，使β在减小时不能进入β_{min}区内，或在β_{min}处设置产生附加安全脉冲的装置，万一当工作脉冲进入β_{min}区内时，由安全脉冲在β_{min}处触发晶闸管，防止逆变失败。

4.2.3 有源逆变的应用

1. 应用之一——晶闸管串级调速

串级调速的原理如下：

当电动机转子串入附加电势E_f的相位与转子感应电势sE_{20}的相位相差180°时，转子电流表达式

$$I_2 = \frac{sE_{20} - E_f}{\sqrt{R_2^2 + (sX_{20})^2}} \tag{4-4}$$

式中：R_2为转子电阻，sX_{20}为转子电抗。

可以看出，由于串入反相位的附加电势E_f，引起转子电流减小，而电动机的电磁转矩T_e随转子电流的减小也相应减小，出现电磁转矩小于负载转矩的情况，稳定运行条件被破坏，电动机减速，随着转速的降低，转差率s增大，转子电流回升，电磁转矩也相应回升，当电磁转矩回升到与负载阻转矩T_L相等时，减速过程结束，电机就在此转速下稳定运转。

串入与转子感应电势相位相反的附加电势幅值越大，电机的稳定转速就越低。这就是低于同步转速的串级调速原理，即

串入反电动势 $E_f \to I_2 \downarrow \to T_e \downarrow \to T_e < T_L \to \frac{dn}{dt} < 0 \to n \downarrow \to s \uparrow \to sE_{20} \uparrow \to I_2 \uparrow \to T_e \uparrow \to$ 直至 $T_e = T_L$，达到新的平衡，但此时速度已经下降。

为了工程上实现方便，次同步串级调速系统是用不可控整流器将转子电动势 sE_{20} 整流为直流电动势，并与转子整流回路中串入的直流附加电动势 E_β 进行合成，通过改变 E_β 值的大小，实现低于同步转速的电动运行。此处采用直流附加电动势 E_β 的原因是：由于工程上获取与转子感应电势 sE_{20} 反相位同频率且频率随转子频率变化的交流变频电源 E_f 比较困难，所以在次同步串级调速系统中采用整流器将转子电动势 sE_{20} 整流为直流电动势，再与转子回路中串入的直流附加电动势 E_β 进行比较。而可调直流附加电动势 E_β 在工程上比较容易实现。

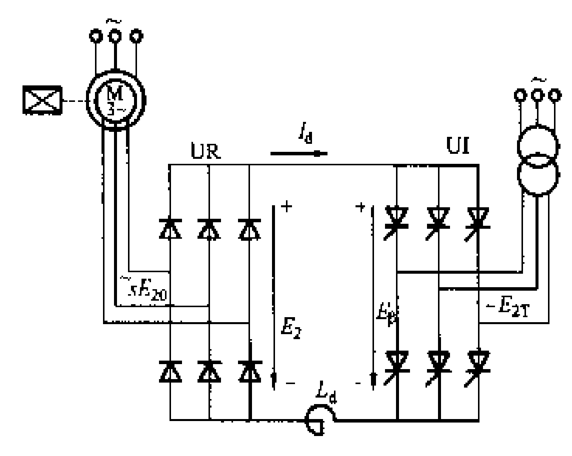


图 4-4 电气串级调速系统原理图

晶闸管串级调速系统的基本构成如图 4-4 所示。系统中，直流附加电动势 E_β 是由晶闸管有源逆变器 UI 产生的，改变逆变角就改变了逆变电势，相当于改变了直流附加电动势 E_β，即可实现串级调速。

通过改变有源逆变器 UI 的逆变角，使逆变角 β 逐渐增大，U_β 减小，使直流电流 I_d 增加，导致转子电流 I_2 增加，这样电动机转速 n 也就随之升高，即 $\beta \uparrow \to U_\beta \downarrow \to I_d \uparrow \to I_2 \uparrow \to T_e \uparrow \to T_e > T_L \to \frac{dn}{dt} > 0 \to n \uparrow \to s \downarrow \to sE_{20} \downarrow \to I_2 \downarrow \to T_e \downarrow \to$ 直至 $T_e = T_L$，达到新的平衡，但此时速度已经上升。

2. 应用之二——两组晶闸管反并联时电动机的可逆运行

图 4-5 为两组晶闸管反并联电路的框图。设 P 为正组，N 为反组，电路有四种工作状态。

(1) 正组整流。图 4-5 (a) 为正组整流工作状态，设 P 在控制角 α 作用下输出整流电压 $U_{d\alpha}$，加于电动机 M 使其正转。当 P 组处于整流工作状态时，反组 N 绝对不能也工作在整流状态，否则将使电流 I_{d1} 不经过负载 M，而只在两组晶闸管之间流通，这种电流称为环流，环流实质上是两组晶闸管电源之间的短路电流。因此，当正组整流时，反组应关断或处于待逆变状态。所谓待逆变，就是 N 组由逆变角 β 控制处于逆变状态但无逆变电流。要做到这

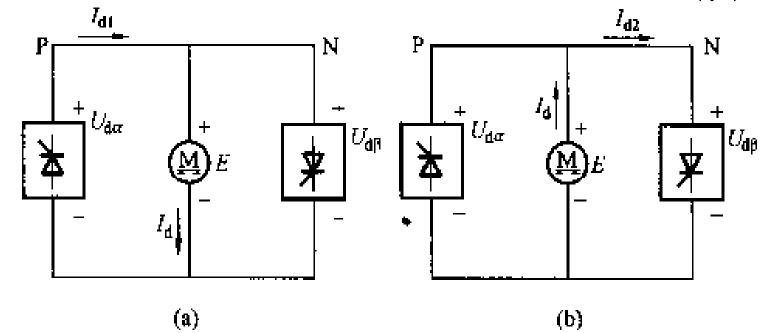


图 4-5 两组晶闸管反并联电路的框图

(a) 正组整流工作状态；(b) 反组逆变工作状态

一点，可使$U_{d\beta}(=U_{d0}\cos\beta)\geqslant U_{d\alpha}(=U_{d0}\cos\alpha)$。这样，正组P的平均电流供电动机正转，反组N处于待逆变状态，极性如图4-5（a）所示。由于$U_{d\beta}\geqslant U_{d\alpha}$，故没有平均电流流过反组，不产生真正的逆变。

（2）反组逆变，如图4-5（b）所示。当要求正向制动时，流过电动机M的电流I_d必须反向才能得到制动力矩，由于晶闸管的单向导电性，这只有利用反组N的逆变。为此，只要降低$U_{d\beta}$且使$E>U_{d\beta}(=U_{d\alpha})$，则N组产生逆变，流过电流$I_{d2}$，电动机的电流$I_d$反向，反组有源逆变将电势能$E$通过反组N送回电网，实现回馈制动。

（3）反组整流。N组整流，使电动机反转，其过程与正组整流类似。

（4）正组逆变。P组逆变，产生反向制动转矩，其过程与反组逆变类似。

由此可见，变流器的整流和逆变状态对应于电动机的电动和回馈制动状态。两组晶闸管装置反并联的可逆线路可实现直流电动机的可逆运行和快速回馈制动，它是晶闸管变流装置工作于整流和有源逆变状态的典型例子。

在该可逆系统中，正组作为整流供电，反组提供有源逆变制动。正转时可以利用反组晶闸管实现回馈制动，反转时可以利用正组晶闸管实现回馈制动，正反转和制动的装置合而为一。

4.3 无源逆变（变频）电路

与有源逆变相比，无源逆变不是把变换后的交流电反馈到交流电网中去，而是供给无源的负载使用。当用晶闸管等半控型电力电子器件构成无源逆变器且带感性负载时，就不可能像有源逆变那样，借助电网电压实现换流，而必须另设强迫换流电路来实现换流。当采用全控型器件构成逆变器主电路则相对简单得多。采用不同的全控型电力电子器件时（如采用MOSFET、GTR、GTO、IGBT或IGCT等不同器件时），其主电路之间没有原则差别，差别主要在于门极（栅极）控制电路的不同。

4.3.1 变频器概述

用于逆变的直流电能通常是由电网提供的交流电整流而来，为此我们把“由电网提供的恒压恒频CVCF（Constant Voltage Constant Frequency）交流电变换为变压变频VVVF（Variable Voltage Variable Frequency）交流电供给负载”的过程称为变频，实现变频的装置叫变频器。

根据有无中间直流环节，变频器可分为交-交变频器和交-直-交变频器。

1. 交-交变频器

交-交变频器是把工频交流电直接变换成不同频率交流电的过程，它不通过中间直流环节的变流电路，故又称为直接变频器或周波变换器（Cycloconverter）。因为没有中间直流环节，仅用一次变换就实现了变频，所以效率较高。大功率交流电动机调速系统所用的变频器主要是交-交变频器。

交-交变频器的主要构成环节如图4-6所示。

我们将有关交-交变频器的内容放在第5章“交流-交流变换”部分介绍，此处不进行详

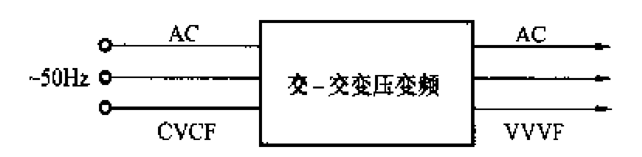


图4-6 交-交变频器的主要构成环节

细讨论。

2. 交-直-交变频器

交-直-交变频器的主要构成环节如图4-7(a)所示。交-直-交变频器先把交流电转换为直流电，经过中间滤波环节后，再把直流电逆变成变压变频的交流电，故又称为间接变频器。

按照不同的控制方式，间接变频器又有图4-7中(b)、(c)、(d)三种情况。

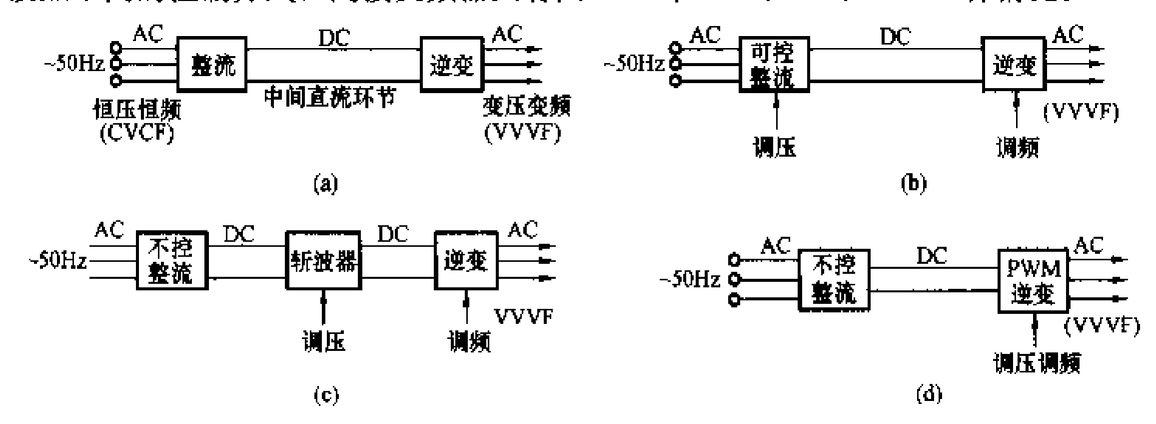


图4-7 交-直-交变频器的不同结构形式

(a) 间接变频器的主要构成环节；(b) 可控整流器调压、六拍逆变器调频

(c) 不可控整流、斩波器调压、六拍逆变器调频；(d) 不可控整流、PWM逆变器调压调频

(1) 用可控整流器调压、用逆变器调频。在图4-7(b)的装置中，调压和调频在两个环节上分别进行，其结构简单，控制方便。但由于输入环节采用晶闸管可控整流器，当电压调得较低时，电网端功率因数低，而输出环节采用由晶闸管组成的三相六拍逆变器，每周换相六次，输出谐波较大。这是这类装置的主要缺点。

(2) 用不可控整流器整流、斩波器调压、再用逆变器调频。在图4-7(c)的装置中，输入环节采用不可控整流器，只整流不调压，再增设斩波器进行脉宽调压。这样虽然多了一个环节，但输入功率因数提高，克服了图4-7(b)装置功率因数低的缺点。由于输出逆变环节未变，仍有谐波较大的问题。

(3) 用不可控整流器整流、脉宽调制(PWM)逆变器同时调压调频。这类装置如图4-7(d)。由图可见，输入用不可控整流器，则输入功率因数高；用PWM逆变，则输出谐波可以减少。但PWM逆变器需要全控型电力电子器件，其输出谐波减少的程度取决于PWM的开关频率，而开关频率则受器件开关时间的限制。采用P-MOSFET或IGBT时，开关频率可达10kHz以上，输出波形已经非常逼近正弦波，因而又称之为正弦脉宽调制(Sinusoidal PWM—SPWM)逆变器。这是当前最有发展前途的一种装置形式，后面将对其进行详细分析。

4.3.2 电压型和电流型交-直-交变频器

交-直-交变频器就是把工频交流电先通过整流器整成直流，然后再通过逆变器，把直流电逆变成频率可调的交流电。根据交-直-交变压变频器的中间滤波环节是采用电容性元件或是电感性元件，可以将交-直-交变频器分为电压型变频器和电流型变频器两大类。两类变频

器的区别主要在于中间直流环节采用什么样的滤波元件。

1. 交-直-交电压型、电流型变频器及其比较

（1）交-直-交电压型变频器。

在交-直-交变频装置中，当中间直流环节采用大电容滤波时，直流电压波形比较平直，在理想情况下是一个内阻抗为零的恒压源，输出交流电压是矩形或阶梯波，这类变频装置叫做电压型变频器，见图4-8。图示的交直交变频器输入采用了二极管不可控整流，输出为采用GTR的SPWM逆变。

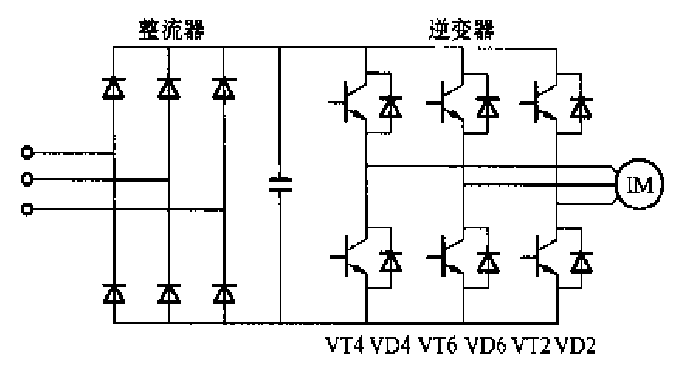


图4-8　三相桥式电压型交-直-交变频器

一般的交-交变压变频装置虽然没有滤波电容，但供电电源的低阻抗使它具有电压源的性质，它也属于电压型变频器。

（2）交-直-交电流型变频器。

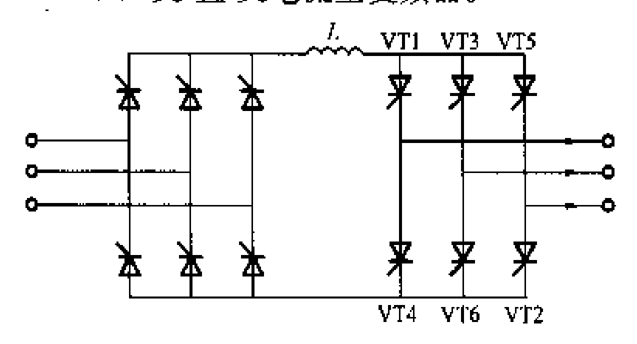


图4-9　三相桥式电流型交-直-交变频器

当交-直-交变压变频装置的中间直流环节采用大电感滤波时，直流电流波形比较平直，因而电源内阻抗很大，对负载来说基本上是一个恒流源，输出交流电流是矩形波或阶梯波，这类变频装置叫做电流型变频器，见图4-9。

有的交-交变压变频装置用电抗器将输出电流强制变成矩形波或阶梯波，具有电流源的性质，它也是电流型变频器。

（3）交-直-交电压型和电流型变频器比较。

从主电路上看，电压型变频器和电流型变频器的区别在于中间直流环节滤波器的形式不同，由此造成两类变频器性能上存在差异，主要表现如下：

1）无功能量的缓冲不同。当变频器用于电动机的变频调速时，负载是感性的。在中间直流环节与电机之间，除了有功功率的传送外，还存在无功功率的交换。逆变器中的电力电子开关器件无法储能，无功能量只能靠直流环节中滤波器的储能元件来缓冲，使它不致影响到交流电网上去。因此两类变频器的主要区别在于用什么样的储能元件来缓冲无功能量。电压型变频器用电容储能，而电流型变频器用电感储能。

2）回馈制动。用电流型变频器给异步电动机供电的变压变频调速系统，其显著特点是容易实现回馈制动。图4-10绘出了电流型变压变频调速系统的电动和回馈制动两种运行状态。以由晶闸管可控整流器UR和六拍电流型逆变器（Current Source Inverter—CSI）构成的交-直-交变压变频装置为例，当可控整流器UR工作在整流状态（$\alpha<90°$）、逆变器工作在逆变状态时，电机在电动状态下运行，如图4-10（a）所示。这时，直流回路电压的极性为上正下负，电流由U_d的正端流入逆变器，电能由交流电网经变频器传送给电机，电机处于电动状态；如果降低变频器的输出频率，使转速降低，同时使可控整流器的控制角

$\alpha>90°$，则异步电动机进入发电状态，且直流回路电压 U_d 立即反向，而电流 I_d 方向不变。于是，逆变器变成整流器，而可控整流器UR转入有源逆变状态，电能由电机回馈给交流电网。如图4-10（b）所示。

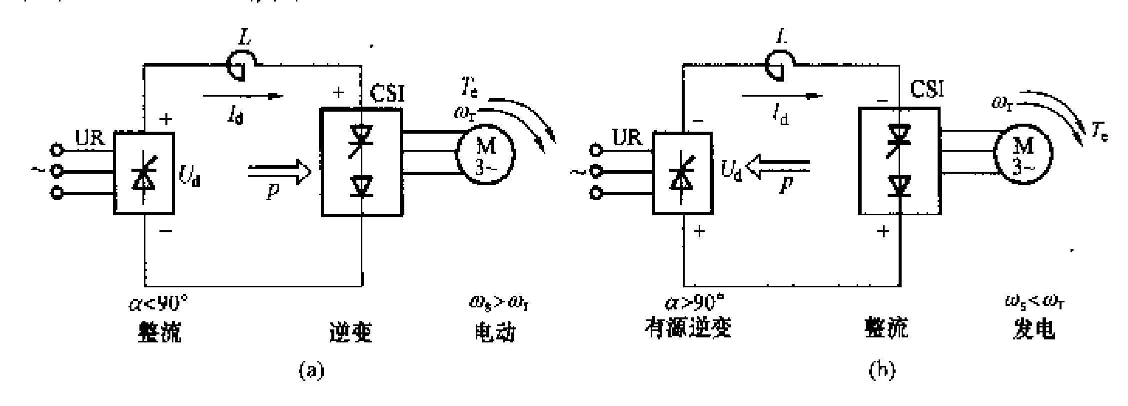


图4-10 电流型变压变频调速系统的电动和回馈制动两种运行状态

由此可见，虽然电力电子器件具有单向导电性，电流 I_d 不能反向，而可控整流器的输出电压 U_d 是可以迅速反向的，电流型变压变频调速系统容易实现回馈制动。与此相反，采用电压型变频器的调速系统要实现回馈制动和四象限运行却比较困难，因为其中间直流环节大电容上的电压极性不能反向，所以在原装置上无法实现回馈制动。若确实需要制动时，只有采用在直流环节中并联电阻的能耗制动，或者与可控整流器反并联设置另一组反向整流器，并使其工作在有源逆变状态，以通过反向的制动电流，实现回馈制动。这样做，设备就要复杂多了。

3）调速时的动态响应。由于交-直-交电流型变压变频装置的直流电压可以迅速改变，所以由它供电的调速系统动态响应比较快，而电压型变压变频调速系统的动态响应就慢得多。

4）适用范围。电压型变频器属于恒压源，电压控制响应慢，所以适用于作为多台电动机同步运行时的供电电源而不要求快速加减速的场合。电流型变频器则相反，由于滤波电感的作用，系统对负载变化的反应迟缓，不适用于多电机传动，而更适合于一台变频器给一台电机供电的单电机传动，但可以满足快速起制动和可逆运行的要求。

4.4 无源逆变（变频）电路的原理

为满足不同需要，无源逆变电路种类很多，最常见的有单相半桥逆变电路、单相全桥逆变电路、三相全桥逆变电路等，而这些电路又各有电压型和电流型两种形式。下面以电压型逆变电路为例说明它的工作原理。

4.4.1 单相半桥逆变电路

桥式逆变电路的一种最简单结构如图4-11（a）所示，它是一种电压型半桥电路。半桥电路由一条桥臂和一个带有电压中点的直流电源组成，电压的中点可以由两个电压源串联而成，通常可由容量较大且数值相等的电容串联分压构成。若负载为纯电阻 R，VT1、VT2轮流切换导通，可获得图4-11（b）、（c）所示的输出电压 u_{UN}、输出电流 i_o 波形。原

理如下：

（1）如果在 $0 \leqslant t < T/2$ 期间，VT1有触发信号，则VT1导通VT2截止，这时 $u_{UN} = +U_d/2$；

（2）如果在 $T/2 \leqslant t < T$ 期间，VT2有触发信号，则VT2导通而VT1截止，这时 $u_{UN} = -U_d/2$。则逆变器输出电压 u_{UN} 的幅值为 $U_d/2$，宽度为180°（$T/2$）的方波，如图4-11（b）所示。

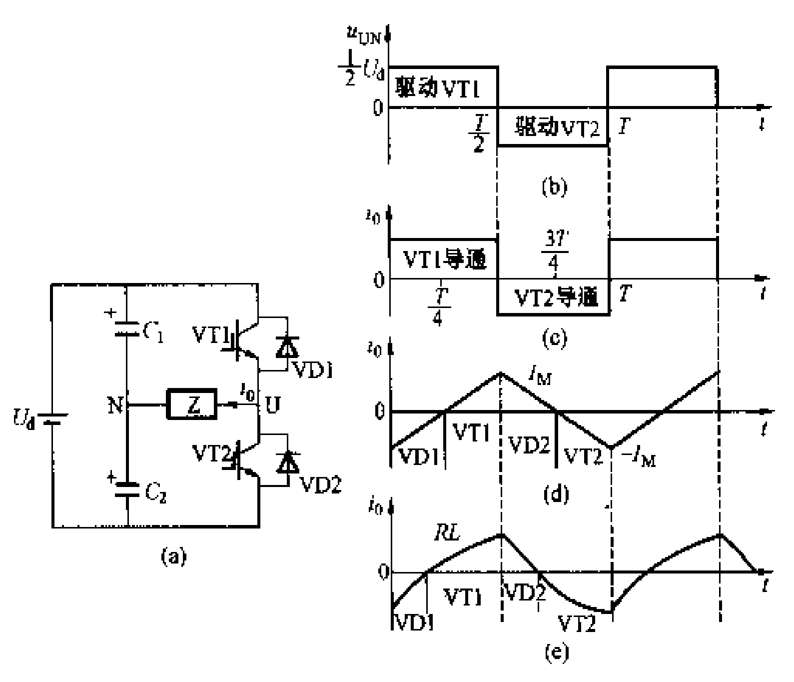


图4-11　单相半桥逆变电路及电压电流波形

（a）电路；（b）电压波形；（c）电阻负载电流波形；

（d）电感负载电流波形；（e）RL负载电流波形

改变开关管的门极驱动信号的频率，输出电压的频率也随着改变。值得注意的是：为保证逆变电路的正常工作，必须保证VT1和VT2两个开关管不同时导通，否则将出现直流电源短路的情况，这种情况被称之为逆变器的贯穿短路。实际的控制电路应采取有效的措施避免这种情况的发生，如对在同一桥臂上的两个开关元件，在一个开关关断后另一开关开通之前设置一个驱动脉冲封锁时间，以保证同一桥臂的两个开关管不同时导通，从而避免发生贯穿短路的情况。

当负载为纯电感 L 时，

（1）在 $0 \leqslant t < T/2$ 期间，$u_{UN} = \frac{U_d}{2} = L\frac{di_0}{dt}$，$i_0$ 线性上升；

（2）在 $T/2 \leqslant t < T$ 期间，$u_{UN} = -\frac{U_d}{2} = -L\frac{di_0}{dt}$，$i_0$ 线性下降，如图4-11（d）所示。

在图4-11（d）中第一个 $T/4$ 期间，若VT2管关断，由于电感中电流不能突然改变方向，此时即使VT1管加上驱动信号，负载电流 i_0 也必须通过VD1管流通，直到 $i_0 = 0$ 时，VT1管才导通，负载电流开始反向。同样，VT1管关断时，负载电流先要通过VD2管流通，直至 $i_0 = 0$ 时，VT2管才导通，负载电流开始又一次反向。当VD1或VD2管导通时，能量返回电源，故称此二极管为反馈二极管。

如果负载为 RL 负载，则电流波形如图4-11（e）所示。

4.4.2　单相全桥逆变电路

半桥电路的特点是结构简单，所应用的管子比全桥电路少一半，相应地减少了管压降损耗，但输出电压幅值降低一半，若要获得相同的输出电压，势必需要带有中间抽头的 $2U_d$ 的直流电源；因此在实际应用中，特别是容量较大的场合，全桥逆变电路使用更为普遍。

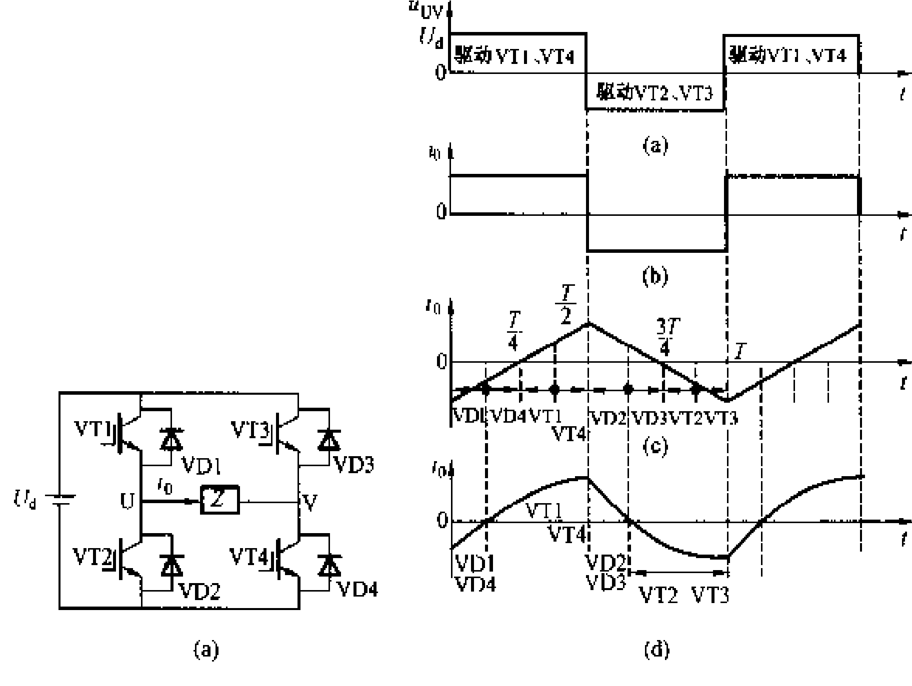


图 4-12 单相全桥逆变电路及电压、电流波形

(a) 电路；(b) 负载电压；(c) 电阻负载电流波形；(d) RL 负载电流波形

电压型单相全桥逆变电路如图 4-12（a）所示。

(1) 在 $0 \leqslant t < T/2$ 期间，VT1、VT4 导通而 VT2、VT3 截止，这时 $u_{UV} = +U_d$；

(2) 在 $T/2 \leqslant t < T$ 期间，VT1、VT4 截止而 VT2、VT3 导通，这时 $u_{UV} = -U_d$。

逆变器输出电压 u_{UV} 的幅值为 U_d，宽度为 180°（$T/2$）的方波，如图 4-12（b）所示。带纯电阻、纯电感和电阻-电感负载时的电流波形分别示于图 4-12（c）、(b)、(e)。其电路工作原理同半桥逆变电路一样。

4.4.3 三相桥式逆变电路

在需要进行大功率变换或者负载要求提供三相电源时，可采用三相桥式逆变电路，其主电路形式如单相全桥逆变电路，只是较其多了一条桥臂。电压型三相桥式逆变电路原理如图 4-13 所示。当对波形有较高要求时，可采用 PWM 控制方法，以抑制较大的高次谐波。

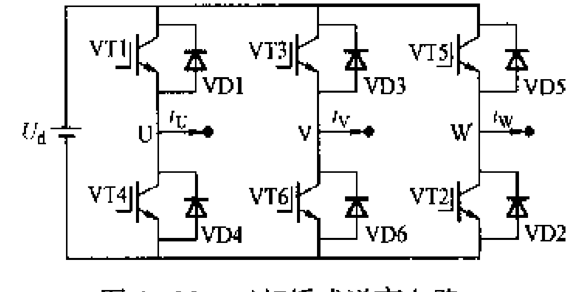


图 4-13 三相桥式逆变电路

三相桥式逆变电路主要有 180°导电型的交-直-交电压型和 120°导电型的交-直-交电流型变频器，下面给予具体分析。考虑到学生是初学者以及现行的教学设备情况，我们以讨论晶闸管交-直-交变频器为主。

1. 180°导电型的交-直-交电压型变频器

(1) 主电路的组成。

变频器的主电路由整流器、中间滤波电容及晶闸管逆变器组成，图 4-14 是串联电感式电压型变频器逆变部分的电路，图中只画出了滤波电容及晶闸管逆变器部分。整流器可采用单相或三相整流电路。C_d 为滤波电容，逆变器中 VT1～VT6 为主晶闸管，VD1～VD6 为反馈二极管，提供续流回路，R_U、R_V、R_W 为衰减电阻，L_1～L_6 为换流电感，C_1～C_6 为换流电容，Z_U、Z_V、Z_W 为变频器的三相对称负载。

该逆变器部分没有调压功能，只要将 6 个晶闸管按一定的导通规则通断，就可以将滤波电容 C_d 送来的直流电压 U_d 逆变成频率可调的交流电。调压靠前级的可控整流电路完成。

(2) 晶闸管导通规则及输出波形分析。

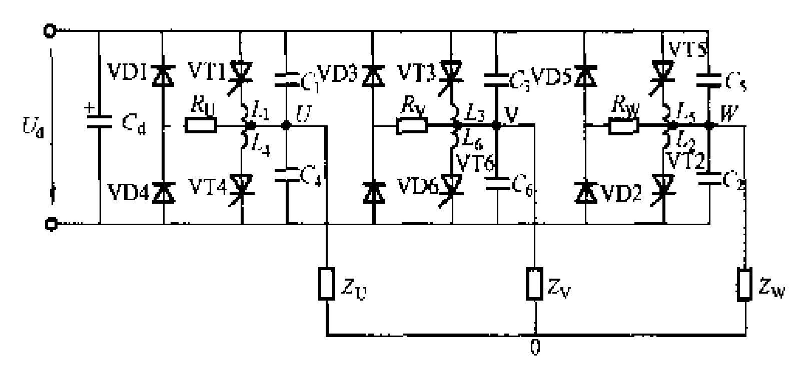


图 4-14　三相串联电感式电压型变频器逆变部分主电路

逆变器中 6 个晶闸管的导通顺序为 VT1→VT2→VT3→VT4→VT5→VT6→VT1，各晶闸管的触发间隔为 60°。电压型逆变器通常采用 180°导电型，即每个晶闸管导通 180°电角度后被关断，由同相的另一个晶闸管换流导通。每组晶闸管导电间隔为 120°。按照每个晶闸管触发间隔为 60°，触发导通后维持 180°才被关断的特征（180°导电型），可以得到 6 个晶闸管在 360°区间里的导通情况，如表 4-1 所示。

表 4-1　逆变器中晶闸管的导通情况（180°电压型）

区间 / 晶闸管	0°～60°	60°～120°	120°～180°	180°～240°	240°～300°	300°～360°
VT1	导通	导通	导通	×	×	×
VT2	×	导通	导通	导通	×	×
VT3	×	×	导通	导通	导通	×
VT4	×	×	×	导通	导通	导通
VT5	导通	×	×	×	导通	导通
VT6	导通	导通	×	×	×	导通

根据每 60°间隔中晶闸管的导通情况，可以作出每个 60°区间内负载连接的等效电路，如图 4-15 所示。由此可求出输出相电压和线电压，而线电压等于相电压之差。

【例 4-1】　由表 4-1 知，在 0°～60°区间，VT5、VT6、VT1 同时导通，等效电路如图 4-15 所示，三相负载分别为 Z_U、Z_V、Z_W，且 $Z_U=Z_V=Z_W=Z$，则

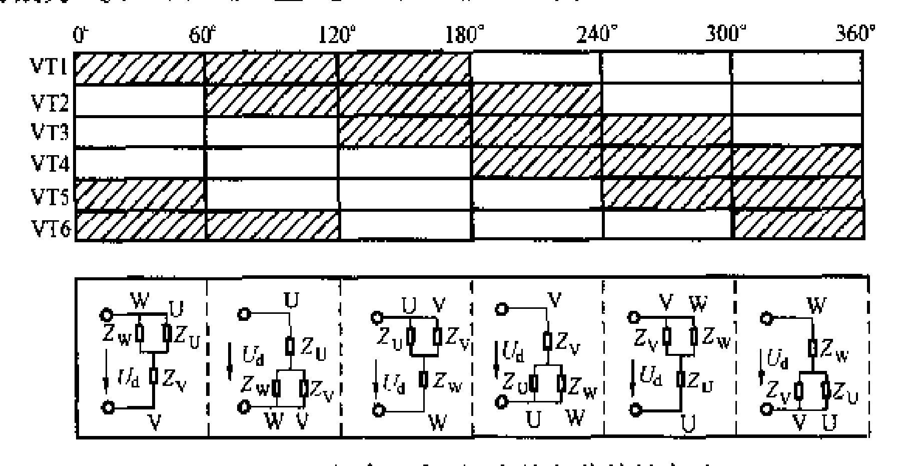


图 4-15　每个 60°区间内的负载等效电路

输出相电压为

$$U_{U0} = U_d \frac{Z_U//Z_W}{(Z_U//Z_W)+Z_V} = \frac{1}{3}U_d$$

$$U_{V0} = -U_d \frac{Z_V}{(Z_U//Z_W)+Z_V} = -\frac{2}{3}U_d$$

$$U_{W0} = U_{U0} = \frac{1}{3}U_d$$

输出线电压为

$$U_{UV} = U_{U0} - U_{V0} = U_d$$

$$U_{VW} = U_{V0} - U_{W0} = -U_d$$

$$U_{WU} = U_{W0} - U_{U0} = 0$$

在60°～120°区间，有VT6、VT1、VT2同时导通，该区间相、线电压计算值为

$$U_{U0} = \frac{2}{3}U_d$$

$$U_{V0} = -\frac{1}{3}U_d$$

$$U_{W0} = -\frac{1}{3}U_d$$

$$U_{UV} = U_d$$

$$U_{VW} = 0$$

$$U_{WU} = -U_d$$

同理，可求出后四个区间的相电压和线电压计算值，如表4-2所示。

表4-2　逆变器的相电压和线电压计算值（180°电压型）

区间 相、线电压	0°～60°	60°～120°	120°～180°	180°～240°	240°～300°	300°～360°
U_{U0}	$1/3U_d$	$2/3U_d$	$1/3U_d$	$-1/3U_d$	$-2/3U_d$	$-1/3U_d$
U_{V0}	$-2/3U_d$	$-1/3U_d$	$1/3U_d$	$2/3U_d$	$1/3U_d$	$-1/3U_d$
U_{W0}	$1/3U_d$	$-1/3U_d$	$-2/3U_d$	$-1/3U_d$	$1/3U_d$	$2/3U_d$
U_{UV}	U_d	U_d	0	$-U_d$	$-U_d$	0
U_{VW}	$-U_d$	0	U_d	U_d	0	$-U_d$
U_{WU}	0	$-U_d$	$-U_d$	0	U_d	U_d

按表4-2，将各区间的电压连接起来后即可得到交-直-交电压型变频器输出的相电压波形和线电压波形，如图4-16所示。

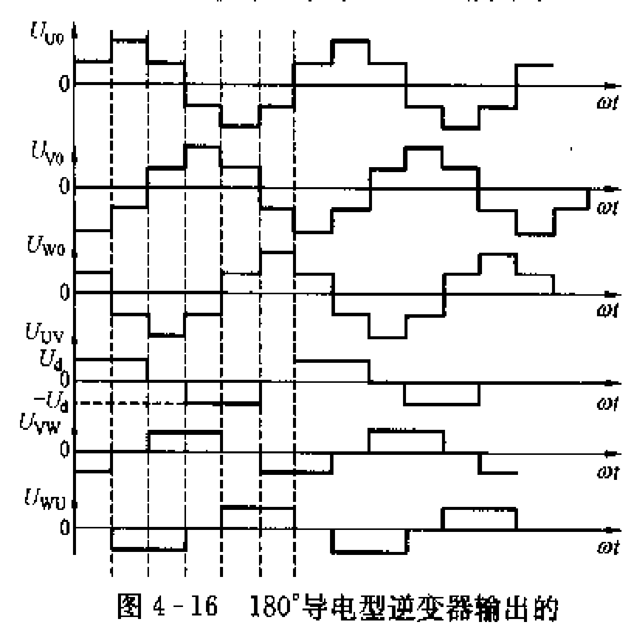


图4-16　180°导电型逆变器输出的相电压、线电压波形分析

由图4-16可见，三个相电压是相位互差120°电角度的阶梯状交变电压波形，三个线电压波形则为矩形波，三相交变电压为对称交变电压。图4-16所示相、线电压波形的有效值为

$$U_{U0} = U_{V0} = U_{W0} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_{U0}^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2}}{3}U_d$$

$$U_{UV} = U_{VW} = U_{WU} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_{UV}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d$$

$$U_l = \sqrt{3}U_p$$

即线电压为$\sqrt{3}$倍相电压。由上分析可知，线

电压、相电压及二者关系的结论与正弦三相交流电是相同的。

现将180°导电型逆变器工作规律总结如下：

1）每个脉冲间隔60°区间内有3个晶闸管元件导通，它们分属于逆变桥的共阴极组和共阳极组。

2）在3个导通元件中，若属于同一组的有2个元件，则元件所对应相的相电压为$1/3U_d$，另1个元件所对应相的相电压为$2/3U_d$。

3）共阳极组元件所对应相的相电压为正，共阴极组元件所对应相的相电压为负。

4）三个相电压相位互差120°；相电压之和为0。

5）线电压等于相电压之差；三个线电压相位互差120°；线电压之和为0。

6）线电压为$\sqrt{3}$倍相电压。

（3）晶闸管换流过程。

交-交变频器中晶闸管的换流同普通整流电路一样是采用电网电压自然换流，而交-直-交变频器的逆变部分则无法采用电网电压换流，又由于逆变器的负载一般为三相异步电动机，属电感性负载，也无法采用适用于容性负载的负载换流方式，故逆变器中晶闸管只能采用强迫换流方式。

为便于分析换流原理，特作如下假定：

- 假设逆变器所输出交流电的周期T远大于晶闸管的关断时间。
- 在换流过程的短时间内，认为负载电流I_L不变。
- 上、下两个换流电感L_1和L_4、L_3和L_6、L_5和L_2耦合紧密。
- 晶闸管的触发时间近似认为等于零，反向关断电流也近似为零。
- 忽略各晶闸管及二极管的正向压降。

从表4-1可以看出，VT1经180°导电后换流至VT4，下面就以这个时刻为例说明其换流原理：

1）换流前的初始状态。

换流之前，逆变器工作于120°～180°区间，这时VT1、VT2、VT3三只管于导通，与负载形成初始的闭合回路，U相负载电流I_L如图4-17（a）中虚线箭头所示。稳态时VT1、L_1上无压降，C_4上充有电压U_d，极性上正下负，VT4上承受正压。

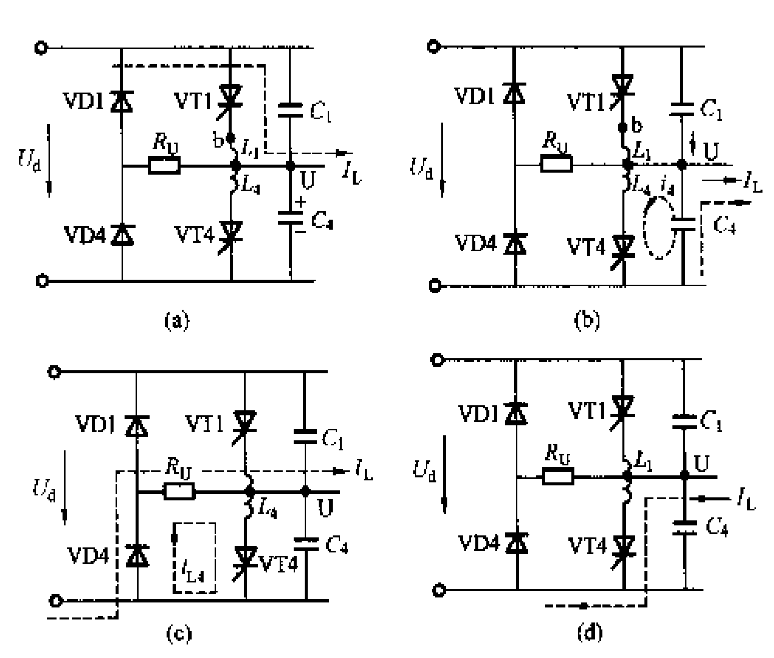


图4-17 U相电路的换流过程
（a）换流前的初始状态；（b）C_4放电前阶段；（c）电感释放储能；（d）换流后的状态

2）触发VT4后的C_4放电阶段。

VT1导电180°后触发VT4，电路主要有以下三个方面的变化：

首先，由于 C_4 上原来充有电压 $U_{C4}=U_d$，VT4 触发后立即导通，C_4 会通过 VT4 释放能量。C_4 的放电回路为 C_4（+）→L_4→VT4→C_4（−），设放电电流为 i_4 如图 4-17（b）所示。

另一方面，触发 VT4 后，由于 i_4 放电回路使 L_4 两端感应电压立即变为 $u_{L4}=u_{C4}=U_d$，又由于 L_1 和 L_4 紧密耦合，故 L_1 上也必然感应出 $u_{L1}=U_d$，于是 b 点电位被抬高至 $2U_d$，VT1 承受反压而关断。

再一方面，电容上的电压 u_{C4} 随着放电的进行而降低，换向电容 C_1 同时开始充电，为下次换流作好准备。

这一阶段，负载 U 相电流 I_L 不变，它由 C_1 和 C_4 的充放电电流提供，I_L 的方向也示于图 4-17（b）。

当这一阶段结束时，u_{C4} 放电到零，电容 C_4 流向 L_4 的振荡放电电流 i_4 达到最大值 I_{4m}。各物理量的变化可表示为

电容 C_4 上的电压 u_{c4}：$U_d\downarrow\rightarrow 0$　　　　b 点电位：$2U_d\downarrow\rightarrow U_d\downarrow\rightarrow 0$

电容 C_1 上的电压 u_{c1}：$0\uparrow\rightarrow U_d$　　　　VT1 上电压：$-U_d\uparrow\rightarrow 0\uparrow\rightarrow U_d$

由于 C_4 放电阶段，b 点电位由 $2U_d$ 连续降至零，可见 b 点电位必然要经历 U_d 这一时刻，而在这一时刻以前，VT1 承受的是反偏压，这时刻之后又恢复正偏。因此，应保证 VT1 承受反偏电压的时间大于 VT1 元件的关断时间，以确保其可靠关断。

3）电感释放储能阶段。

当电容 C_4 放电完毕后，不能再提供给电感（包括 L_4 及 $L_{负载}$）能量了，于是电路中电感储能开始释放。

电感 L_4 上储能为 $\frac{1}{2}L_4I_{4m}^2$，通过 VT4→VD4→R_U→L_4→VT4 构成闭合回路放电，放电电流为 i_{L4} 如图 4-17（c）所示，电感能量在 R_U 中消耗掉。VD4 是本段才开始导通的，由于在第 2）阶段中 C_4 上有正向电压，故 VD4 上承受反压，在 C_4 放电结束之后，VD4 才承受 u_{L4} 正压而导通。

负载电感中储能为 $\frac{1}{2}L_{负载}I_L^2$，负载放电回路为 Z_U→Z_V→VT3→U_d→VD4→R_U→Z_U，回路可参考图 4-17（c）自己作出，该回路经过直流电源 U_d，可见换流时负载能量回馈电网。

当换流电感 L_4 及负载电感中的能量都释放完毕后，换流过程结束，接着 VT4 导通，进入新的换流后状态。

4）换流后状态。

VT1 与 VT4 换流后，逆变器进入 180°～240°区间，该区间 U 相负载电流如图 4-17（d）所示。值得注意的是，这种逆变器必须具有足够的脉冲宽度去触发晶闸管。原因是：如果负载电感较大，在第 3）阶段中 L_4 电感中的电能先释放完，而 $L_{负载}$ 中的储能后释放完，即 i_{L4} 先从 I_{L4m} 变到 0，这时 VT4 就会因放电电流到零而关断，待负载电流 i_L 从 I_L 变到零再反向为 $-I_L$ 时，VT4 已先关断了，为了防止 VT4 先关断而影响换流，触发脉冲应采用宽脉冲（一般取 120°）或脉冲列，以保证 VT4 在负载电感量较大时的再触发。

除了上述串联电感式逆变器外，晶闸管交-直-交电压型逆变器还有串联二极管式、采用辅助晶闸管换流等典型接线形式，由于晶闸管元件没有自关断能力，这些逆变器都需要配置专门的换流元件来换流，装置的体积与重量大，输出波形与频率均受限制。随着各种自控式开关元件（如电力晶体管 GTR、可关断晶闸管 GTO、电力场效应管 MOSFET、绝缘栅双极型晶体管 IGBT）的研制与应用，在三相变频器中已越来越少采用普通晶闸管作开关了。

2. 120°导电型的交-直-交电流型变频器

在 180°导电型的电压型逆变器中，晶闸管的换流是在同一相中进行的。换流时，若应该关断的晶闸管没能及时关断，它就会和换流后同一相上的晶闸管形成通路，使直流电源发生短路，带来换流安全问题；另外，需要外接换流衰减电阻、换流电感、换流电容等元件才能完成换流，使得逆变器体积增加、成本提高、换流损耗加大。为此，引入 120°导电型的电流型逆变器，该逆变器晶闸管的换流是在同一组中进行的，不存在电源短路问题，也不需要换流衰减电阻和换流电感等元件。

因为三相变频器的负载通常是感应电动机，可以用感应电动机的定子电感来代替换流电路中的换流电感，并且省去衰减电阻。下面分析一个串联二极管式交-直-交电流型变频器带异步电动机负载的例子，它利用电动机绕组的电感作为换流电感。为此，先讨论电动机的等效电路。

（1）异步电动机等效电路的简化。

图 4-18（a）为三相异步电动机一相等效电路，其中 R_s、L_{ls} 分别为定子相电阻及漏感，R'_r、L'_{lr} 分别为折合到定子侧的转子相电阻及漏感，L_m 为定子每相绕组所产生的气隙主磁通对应的励磁电感。

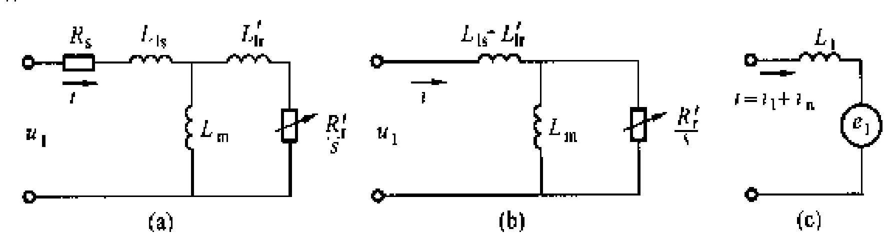


图 4-18　三相异步电动机一相等效电路及近似等效电路

为了简化分析，可以忽略定子电阻 R_s，并且将励磁电抗 L_m 移至 L'_{lr} 之后，形成如图 4-18（b）所示的近似等效电路。如果将流入三相异步电动机的相电流 i 分解为基波 i_1 与谐波 i_n 两部分 $i=i_1+i_n$，则 i_1 和 i_n 都要在该相产生感应电动势。在串联漏电感 $L_{ls}+L'_{lr}=L_1$ 上，基波 i_1 与谐波 i_n 电流都会产生感应电动势，而在 L_m 与 R'_r/s 的并联支路中，却只有基波电流 i_1 的感应电动势 e_1 存在（由于电机主磁通分布是正弦的，故感应电动势只有基波分量而没有谐波），于是电动机的一相等效电路可进一步简化为图 4-18（c）。

在最后的简化电路中，设基波电流

$$i_1=\sqrt{2}I_1\sin\omega t$$

式中，$\omega=2\pi f$，f 为逆变器对电动机的供电频率。则 $e_1=E_{1m}\sin(\omega t+\varphi_1)$，其中

$$\dot{E}_{1m}=\sqrt{2}\dot{I}_1\left(\frac{R'_r}{s}//\mathrm{j}\omega L_m\right)=\sqrt{2}\dot{I}_1\frac{\frac{R'_r}{s}\mathrm{j}\omega L_m}{\frac{R'_r}{s}+\mathrm{j}\omega L_m}$$

即
$$E_{1m}=\sqrt{2}I_1\frac{\frac{R_r'}{s}\omega L_m}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2+(\omega L_m)^2}};\qquad \varphi_1=\mathrm{tg}^{-1}\frac{\omega L_m}{R_r'/s}$$

于是，电动机各相等效电压表达式可以写成

$$u_{相}=L_1\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+e_1$$

（2）主电路的组成。

三相串联二极管式电流型变频器的主电路如图4-19所示。图中 L_d 为整流与逆变两部分电路的中间滤波环节——直流平波电抗器，VT1～VT6 为主晶闸管，C_{13}、C_{35}、C_{51}、C_{46}、C_{62}、C_{24}为换流电容，VD1～VD6 为隔离二极管。电动机的电感和换流电容组成换流电路。

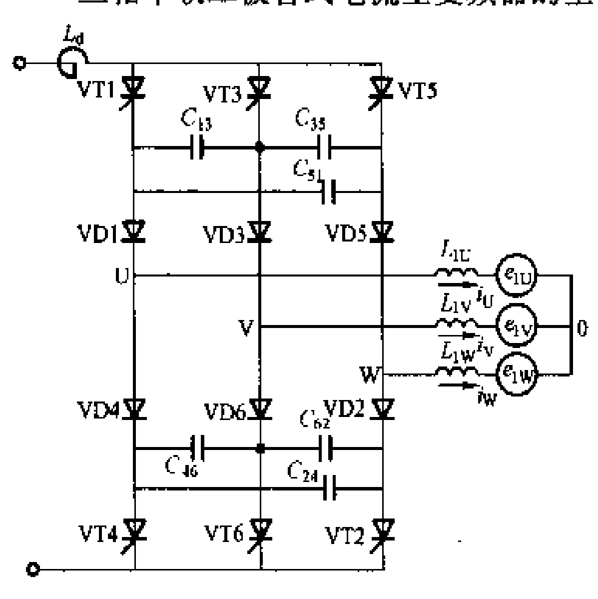


图4-19　三相电流型变频器主电路图

图4-19中负载电动机采用上述简化后的各相等效电路作出。以 e_{1U}、e_{1V}、e_{1W}分别表示各相基波电流感应电动势，L_{1U}、L_{1V}、L_{1W}表示各相漏电感，则

$$u_U=L_{1U}\frac{\mathrm{d}i_U}{\mathrm{d}t}+e_{1U}$$

$$u_V=L_{1V}\frac{\mathrm{d}i_V}{\mathrm{d}t}+e_{1V}$$

$$u_W=L_{1W}\frac{\mathrm{d}i_W}{\mathrm{d}t}+e_{1W}$$

（3）晶闸管导通规则及输出波形分析。

逆变器中6个晶闸管的导通顺序为VT1→VT2→VT3→VT4→VT5→VT6→VT1，各晶闸管的触发间隔为60°。电流型逆变器通常采用120°导电型，即每个晶闸管导通120°电角度后被关断，由同一组的另一个晶闸管换流导通。按照每个晶闸管触发间隔为60°，触发导通后维持120°才被关断的特征（120°导电型），可以得到6个晶闸管在360°区间里的导通情况，如表4-3所示。

表4-3　　逆变器中晶闸管的导通情况（120°电压型）

晶闸管 \ 区间	0°～60°	60°～120°	120°～180°	180°～240°	240°～300°	300°～360°
VT1	导通	导通	×	×	×	×
VT2	×	导通	导通	×	×	×
VT3	×	×	导通	导通	×	×
VT4	×	×	×	导通	导通	×
VT5	×	×	×	×	导通	导通
VT6	导通	×	×	×	×	导通

根据每 60°间隔中晶闸管的导通情况，可以作出每个 60°区间内负载连接的等效电路，如图 4-20 所示。由此可求出输出的相电流和线电流。从表 4-3 和图 4-20 的等效电路可以很容易得到表 4-4 的逆变器相电流计算值。

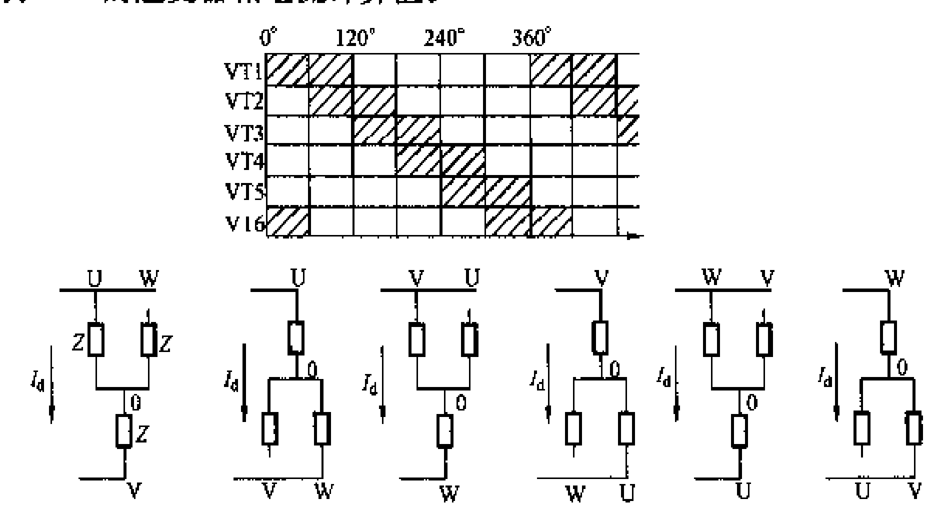


图 4-20　每个 60°区间内的负载等效电路

表 4-4　逆变器的相电流计算值（120°电流型）

相、线电压 \ 区间	0°～60°	60°～120°	120°～180°	180°～240°	240°～300°	300°～360°
I_{UN}	I_d	I_d	0	$-I_d$	$-I_d$	0
I_{VN}	$-I_d$	0	I_d	I_d	0	$-I_d$
I_{WN}	0	$-I_d$	$-I_d$	0	I_d	I_d

按表 4-4，将各区间的相电流连接起来后即可得到电流型变频器输出的相电流波形。如图 4-21 所示，三个相电流是相位互差 120°电角度的矩形交变电流波形。

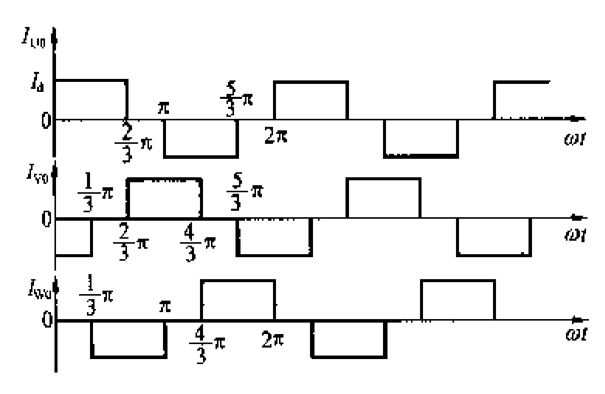


图 4-21　120°导电型逆变器输出的相电流波形

在星形对称负载中，线电流等于相电流；若是三角形对称负载，其线电流与相电流关系的分析与正弦电路类似。

与 180°导电型类似，我们将 120°导电型导电规律总结如下：

1）每个脉冲间隔 60°内，有 2 个晶闸管元件导通，它们分属于逆变桥的共阴极组和共阳极组。

2）在 2 个导通元件中，每个元件所对应相的相电流为 I_d。而不导通元件所对应相的电流为 0。

3）共阳极组中元件所通过的相电流为正，共阴极组元件所通过的相电流为负。

4）每个脉冲间隔 60°内的相电流之和为 0。

(4) 120°导电型逆变器晶闸管的换流原理。

串联二极管式电流型逆变器的换流过程以0°电角度时VT5向VT1换流为例进行分析，它可分为以下几个阶段：

1) 原始导通阶段。逆变器在0°电角度之前工作于300°～360°区间，晶闸管VT5、VT6导通，负载电流 $I_L=I_d$ 流向为：VT5→VD5→W相负载→0→V相负载→VD6→VT6，电容 C_{35}、C_{51}上均充有左负右正的电压 u_C，因为 C_{35}、C_{51}的右端均为最高电位，C_{13}上无充电电压。该区间电流流通情况如图4-22(a)所示。

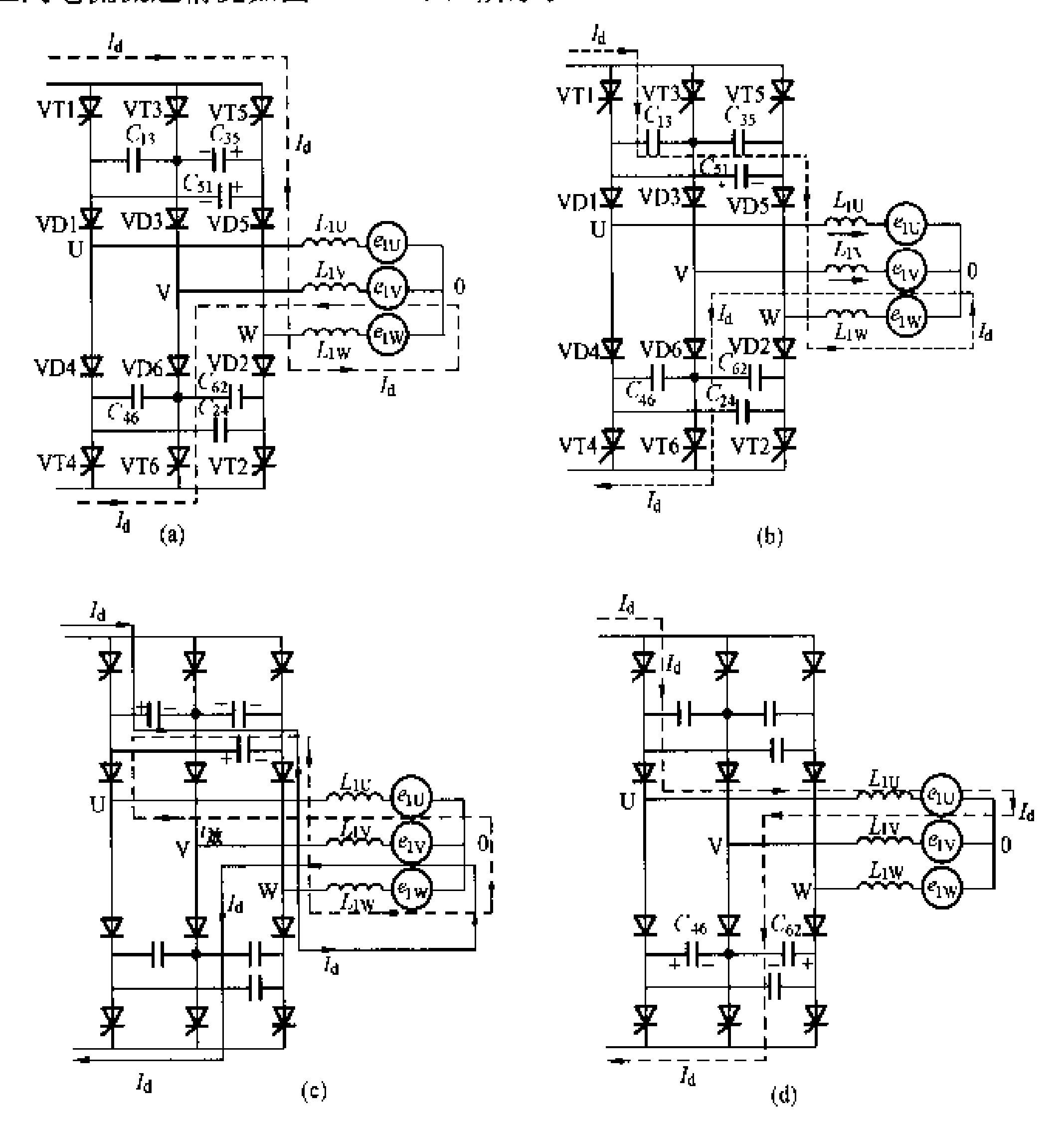


图4-22 串联二极管式电流型逆变器的换流过程

(a) 原始导通阶段；(b) 电容器恒流充电阶段；(c) 二极管换流阶段；(d) 换流后状态

2) 电容器恒流充电阶段。在0°电角度处触发VT1，则VT1由于 C_{51}与VT5回路所施加的正电压而立即导通，VT1导通后又与 C_{51}一起对VT5施加反压，于是VT5立即关断。这时负载电流 $I_L=I_d$ 不能突变，暂时保持恒定，流向变为VT1→C_{13}与 C_{35}串，再并 C_{51}的等效支路→VD5→W相→0→V相→VD6→VT6，使三只电容接受恒流充电，由于电流 I_d 很大，C_{51}上电压将立即由左负右正转为左正右负，随着 C_{51}上充电电压的不断反向升高，当 u_{51}达到 $u_{51}=e_{1U}-e_{1W}$ 时，将使VD1导通，进入二极管换流阶段。恒流充电阶段电流流通

路径如图4-22（b）所示。

3）二极管换流阶段。VD1导通后，等效电容支路立即通过VD1放电，放电具体路径为C_{13}串C_{35}再并C_{51}等效支路→VD1→U相→0→W相→VD5，此外，负载电流$I_L=I_d$仍由恒流充电段的路径沿W、V相通过。本阶段中，U相只流过放电电流$i_U=i_{放}$，VD5中流过的电流为（I_d-i_U），W相电流$i_W=$（I_d-i_U），V相电流同前一阶段。由于电容放电是振荡放电，由三个放电电容（3/2）C与电动机的两相电感（$2L_1$）组成振荡电路，于是放电电流为一谐振电流，电流$i_U=i_{放}$从零上升，而电容电压下降，当$i_U=i_{放}$上升到I_d时，VD5截止，这时$i_U=I_d$，$i_W=I_d-i_U=0$，实质上电流从W相恰好换流至U相。该阶段的$i_{放}$与I_d各自的电流流向如图4-22（c）所示。

4）换流后的状态。二极管换流阶段结束时，VD5已被切断，不再存在振荡回路，只有I_d流通，其流通回路为I_d→VT1→VD1→U相→0→V相→VD6→VT6，进入0°～60°稳定运行区段，换流电容C_{46}充电极性为左正右负，C_{62}极性为左负右正，为VT6向VT2换流作好准备。如图4-22（d）所示。

4.5 正弦波脉宽调制（SPWM）变频器

晶闸管交-直-交变频器存在着下列问题：

（1）变压与变频需要两套可控的晶闸管变换器，开关元件多，控制线路复杂；

（2）晶闸管可控整流器在低频低压下功率因数低；

（3）晶闸管逆变器输出的阶梯波形中交流谐波成分较大。

随着现代电力电子技术的发展，变频器输出电压靠调节直流电压幅度（PAM）的控制方式已让位于输出电压调宽不调幅（PWM）的控制方式。PWM变频器基本上解决了常规阶梯波PAM变频器中存在的问题，目前PWM已成为现代变频器产品的主导设计思想。

所谓脉宽调制（Pulse Width Modulation——PWM）技术是指利用全控型电力电子器件的导通和关断把直流电压变成一定形状的电压脉冲序列，实现变压、变频控制并且消除谐波的技术，简称PWM技术。

1964年，德国的A. Schonung等人率先提出了脉宽调制变频的思想，他们把通信系统中的调制技术推广应用于变频调速中，为现代交流调速技术的发展和实用化开辟了新的道路。40多年以来，PWM控制技术经历了一个不断创新和不断完善的发展过程。

目前PWM技术已经广泛应用到变频调速系统中。利用微处理器实现PWM技术数字化后，PWM技术不断优化和翻新，从追求电压波形正弦，到电流波形正弦，再到磁通波形正弦；从效率最优，转矩脉动最小，再到消除谐波噪声等。

变频器采用PWM技术不仅能够及时、准确地实现变压变频控制要求，更重要的是抑制了逆变器输出电压或电流中的谐波分量。

目前，实际工程中主要采用的PWM技术是正弦PWM（SPWM），这是因为变频器输出的电压或电流波形更接近于正弦波形。SPWM方案多种多样，归纳起来可分为电压正弦PWM、电流正弦PWM和磁通正弦PWM等三种基本类型，其中电压正弦PWM和电流正

弦PWM是从电源角度出发的SPWM，磁通正弦PWM（也称为电压空间矢量PWM）是从电机角度出发的SPWM方法。

PWM型变频器的主要特点是：

(1) 主电路只有一个可控的功率环节，开关元件少，控制线路结构得以简化；

(2) 整流侧使用了不可控整流器，电网功率因数与逆变器输出电压无关，基本上接近于1；

(3) VVVF在同一环节实现，与中间储能元件无关，变频器的动态响应加快；

(4) 通过对PWM控制方式的控制，能有效地抑制或消除低次谐波，实现接近正弦形的输出交流电压波形。

4.5.1 电压正弦脉宽调制的工作原理

1. 电压正弦脉宽调制原理

顾名思义，电压SPWM技术就是希望逆变器的输出电压是正弦波形，它通过调节脉冲宽度来调节平均电压的大小。

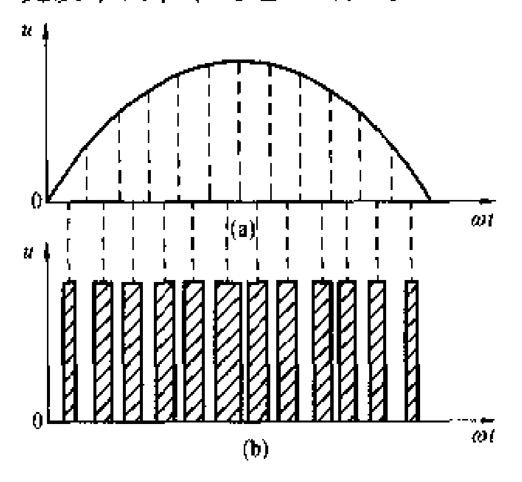


图4-23　与正弦波等效的等幅不等宽的矩形脉冲波形
(a) 正弦波形；(b) 等效的SPWM波形

电压正弦脉宽调制法的基本思想是用与正弦波等效的一系列等幅不等宽的矩形脉冲波形来等效正弦波，如图4-23所示。具体是把一个正弦半波分作n等分[在图4-23 (a) 中$n=12$]，然后把每一等分正弦曲线与横轴所包围的面积都用一个与之面积相等的矩形脉冲来代替，矩形脉冲的幅值不变，各脉冲的中点与正弦波每一等分的中点相重合，见图4-23 (b)。这样，由n个等幅不等宽的矩形脉冲所组成的波形就与正弦波的半周波形等效，称作SPWM波形。同样，正弦波的负半周也可用相同的方法与一系列负脉冲等效。这种正弦波正、负半周分别用等幅不等宽的正、负矩形脉冲等效的SPWM波形称作单极式SPWM。

图4-23 (b) 所示的一系列等幅不等宽的矩形脉冲波形，就是所希望的逆变器输出的SPWM波形。由于每个脉冲的幅值相等，所以逆变器可由恒定的直流电源供电，也就是说，这种交-直-交变频器中的整流器采用不可控的二极管整流器就可以了。当逆变器各功率开关器件都是在理想状态下工作时，驱动相应功率开关器件的信号也应为与图4-23 (b) 形状一致的一系列脉冲波形。

图4-24是SPWM变频器主电路的原理图。

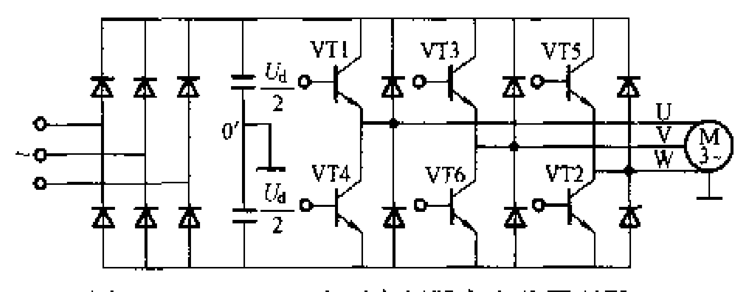


图4-24　SPWM变压变频器主电路原理图

图4-24中VT1～VT6是逆变器的6个全控型功率开关器件，它们各有一个续流二极管反并联连接。整个逆变器由三相不可控整流器供电，所

提供的直流恒值电压为U_d。为分析方便起见，认为异步电动机定子绕组Y连接，其中0点与整流器输出端滤波电容器的中点0′相连，因而当逆变器任一相导通时，电动机绕组上所获得的相电压为$U_d/2$。

图4-25绘出了单极式SPWM波形，其等效正弦波为$U_m\sin\omega_s t$，而SPWM脉冲序列波的幅值为$U_d/2$，各脉冲不等宽，但中心间距相同，都等于π/n，n为正弦波半个周期内的脉冲数。

令第i个脉冲的宽度为δ_i，其中心点相位角为θ_i，则根据面积相等的等效原则，可写成

$$\delta_i\frac{U_d}{2}=U_m\int_{\theta_i-\frac{\pi}{2n}}^{\theta_i+\frac{\pi}{2n}}\sin\omega_s t\,d(\omega_s t)$$

$$=U_m\left[\cos\left(\theta_i-\frac{\pi}{2n}\right)-\cos\left(\theta_i+\frac{\pi}{2n}\right)\right]$$

$$=2U_m\sin\frac{\pi}{2n}\sin\theta_i$$

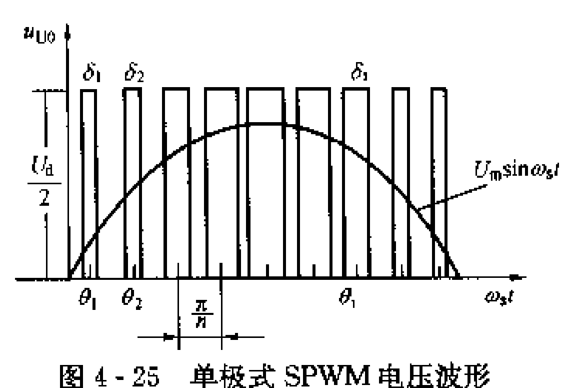


图4-25 单极式SPWM电压波形

当n的数值较大时，$\sin(\pi/2n)\approx\pi/(2n)$于是

$$\delta_i\approx\frac{2\pi U_m}{nU_d}\sin\theta_i \tag{4-5}$$

这就是说，第i个脉冲的宽度与该处正弦波值近似成正比。因此，与半个周期正弦波等效的SPWM波是两侧窄、中间宽、脉宽按正弦规律逐渐变化的序列脉冲波形。

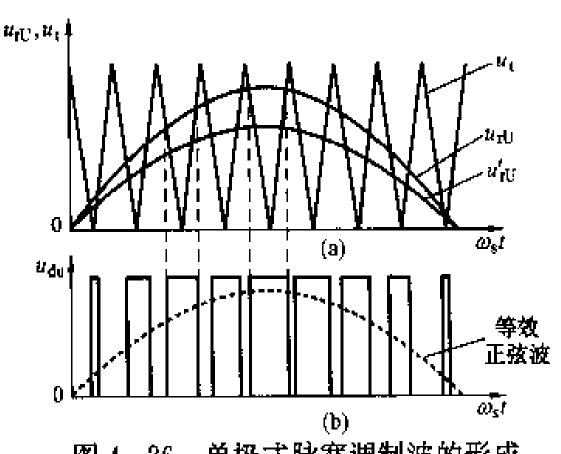


图4-26 单极式脉宽调制波的形成

(a) 正弦调制波与三角载波；

(b) 输出的SPWM波形

原始的脉宽调制方法是利用正弦波作为基准的调制波（Modulation Wave），受它调制的信号称为载波（Carrier Wave），在SPWM中常用等腰三角波当作载波。当调制波与载波相交时（见图4-26），由它们的交点确定逆变器开关器件的通断时刻。具体的做法是，当U相的调制波电压u_{rU}高于载波电压u_t时，使相应的开关器件VT1导通，输出正的脉冲电压，见图4-26（b）；当U_{rU}低于u_t时使VT1关断，输出电压为零。在u_{rU}的负半周中，可用类似的方法控制下桥臂的VT4，输出负的脉冲电压序列。改变调制波的频率时，输出电压基波的频率也随之改变；降低调制波的幅值时，如u'_{rU}，各段脉冲的宽度都将变窄，从而使输出电压基波的幅值也相应减小。

上述的单极式SPWM波形在半周内的脉冲电压只在“正”或“负”和“零”之间变化，主电路每相只有一个开关器件反复通断。如果让同一桥臂上、下两个开关器件交替地导通与关断，则输出脉冲在“正”和“负”之间变化，就得到双极式的SPWM波形。图4-27绘出了三相双极式的正弦脉宽调制波形，其调制方法和单极式相似，只是输出脉冲电压的极性不同。

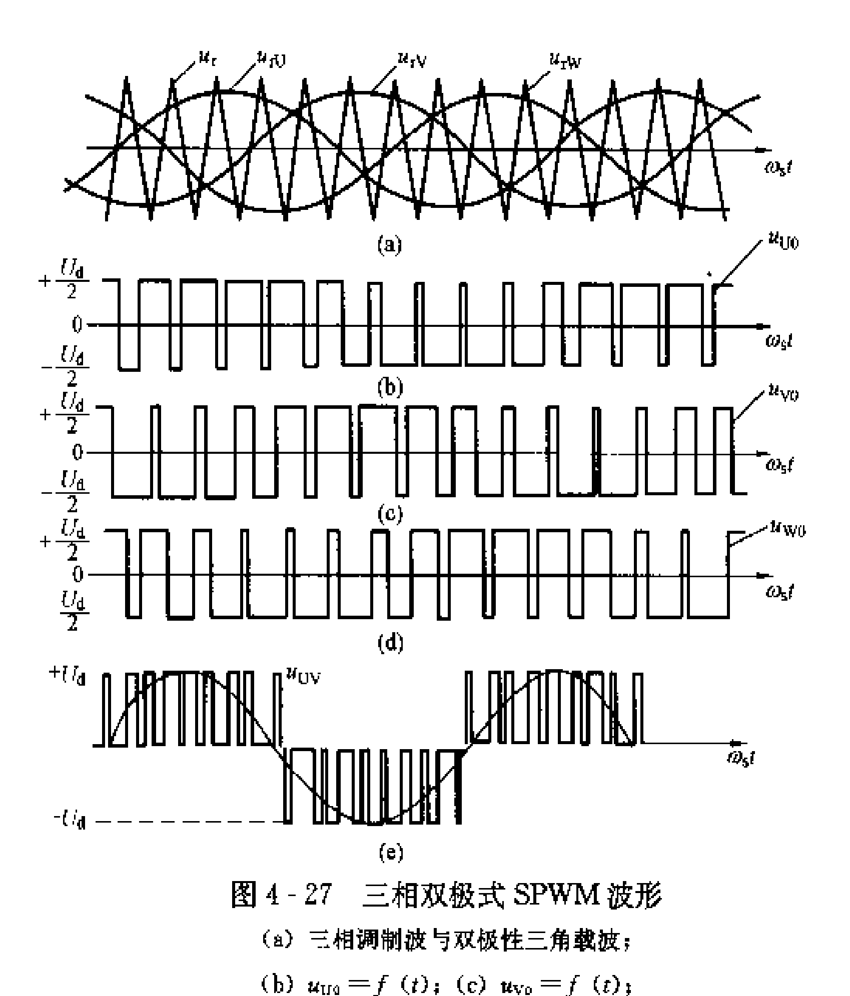


图4-27 三相双极式SPWM波形

(a) 三相调制波与双极性三角载波；
(b) $u_{U0}=f(t)$；(c) $u_{V0}=f(t)$；
(d) $u_{W0}=f(t)$；(e) $u_{UV}=f(t)$

当U相调制波 $u_{rU}>u_t$ 时，VT1导通，VT4关断，使负载上得到的相电压为 $u_{U0}=+U_d/2$；当 $u_{rU}<u_t$ 时，VT1关断而VT4导通，则 $u_{U0}=-U_d/2$。所以U相电压 $u_{U0}=f(t)$ 是以 $+U_d/2$ 和 $-U_d/2$ 为幅值作正、负跳变的脉冲波形。同理，图4-27（c）的 $u_{V0}=f(t)$ 是由VT3和VT6交替导通得到的，图4-27（d）的 $u_{W0}=f(t)$ 是由VT5和VT2交替导通得到的。由 u_{U0} 和 u_{V0} 相减可得逆变器输出的线电压波形 $u_{UV}=f(t)$，见图4-27（e），其脉冲幅值为 $+U_d$ 和 $-U_d$。

双极性SPWM和单极性SPWM方法一样，对输出交流电压的大小调节要靠改变控制波的幅值来实现，而对输出交流电压的频率调节则要靠改变控制波的频率来实现。

2. SPWM逆变器的同步调制和异步调制

SPWM逆变器有一个重要参数——载波比 N，它被定义为载波频率 f_t 与调制波频率 f_r 之比，用 N 表示，即

$$N=\frac{f_t}{f_r}$$

视载波比的变化与否，有同步调制与异步调制之分。

（1）同步调制。

在改变 f_r 的同时成正比地改变 f_t，使载波比 $N=$常数，这就是同步调制方式，采用同步调制的优点是可以保证输出电压半波内的矩形脉冲数是固定不变的，如果取 N 等于3的倍数，则同步调制能保证输出波形的正、负半波始终保持对称，并能严格保证三相输出波形之间具有互差120°的对称关系。但是，当输出频率很低时，由于相邻两脉冲间的间距增大，谐波会显著增加，这是同步调制方式在低频时的主要缺点。

（2）异步调制。

采用异步调制方式是为了消除上述同步调制的缺点。在异步调制中，在变频器的整个变频范围内，载波比 N 不等于常数。一般在改变调制波频率 f_r 时保持三角载波频率 f_t 不变，因而提高了低频时的载波比。这样，输出电压半波内的矩形脉冲数可随输出频率的降

低而增加，相应地可减少负载电机的转矩脉动与噪声，改善了系统的低频工作性能。但异步调制方式在改善低频工作性能的同时，又失去了同步调制的优点。当载波比 N 随着输出频率的降低而连续变化时，它不可能总是 3 的倍数，必将使输出电压波形及其相位都发生变化，难以保持三相输出的对称性，因而引起电机工作不平稳。

(3) 分段同步调制。

为了扬长避短，可将同步调制和异步调制结合起来，成为分段同步调制方式，实用的 SPWM 变频器多采用此方式。即在一定频率范围内采用同步调制，以保持输出波形对称的优点，当频率降低较多时，如果仍保持载波比 N 不变的同步调制，输出电压谐波将会增大。为了避免这个缺点，可使载波比 N 分段有级地加大，以采纳异步调制的长处，这就是分段同步调制方式。具体地说，把整个变频范围划分成若干频段，每个频段内都维持载波比 N 恒定，而对不同的频段取不同的 N 值，频率低时，N 值取大些，一般大致按等比级数安排。

分段同步调制虽比较麻烦，但在微电子技术迅速发展的今天，这种调制方式是很容易实现的。

3. SPWM 的实现方法

SPWM 的控制就是根据三角载波与正弦调制波比较后的交点来确定逆变器功率器件的开关时刻，这个任务可以用模拟电子电路、数字电路或专用的大规模集成电路芯片等硬件电路来完成，也可以用微型计算机通过软件生成 SPWM 波形。在计算机控制的 SPWM 变频器中，SPWM 信号一般由软件加接口电路生成。如何计算 SPWM 的开关点，是 SPWM 信号生成中的一个难点，也是当前人们研究的一个热门课题。下面讨论几种常用的算法。

(1) 自然采样法。

自然采样法是按照正弦波与三角形波交点进行脉冲宽度与间隙时间的采样，从而生成 SPWM 波形。在图 4-28 中，截取了任意一段正弦波与三角载波的一个周期长度内的相交情况。A 点为脉冲发生时刻，B 点为脉冲结束时刻，在三角波的一个周期 T_t 内，t_2 为SPWM波的高电平时间，称作脉宽时间，t_1 与 t_3 则为低电平时间，称为间隙时间。显然 $T_t=t_1+t_2+t_3$。

图 4-28　自然采样法

定义正弦控制波与载波的幅值比为调制度，用 $M=U_{rm}/U_{tm}$ 表示，设三角载波幅值 $U_{tm}=1$，则正弦调制波

$$u_{ru}=M\sin\omega_s t$$

式中，ω_s 为正弦调制波角频率，即输出角频率。

AB 两点对三角波的中心线来说是不对称的，因此脉宽时间 t_2 是由 t_2' 与 t_2'' 两个不等的时间段组成。这两个时间可由图 4-28 根据两对相似直角三角形高宽比列出方程为

$$\frac{2}{T_t/2}=\frac{1+M\sin\omega_s t_A}{t_2'}$$

$$\frac{2}{T_t/2}=\frac{1+M\sin\omega_s t_B}{t_2''}$$

得
$$t_2 = t_2' + t_2'' = \frac{T_t}{2}\left[1 + \frac{M}{2}(\sin\omega_s t_A + \sin\omega_s t_B)\right]$$

自然采样法中，t_A、t_B 都是未知数，$t_1 \neq t_3, t_2' \neq t_2''$，这使得实时计算与控制相当困难。即使事先将计算结果存入内存，控制过程中通过查表确定时间，也会因参数过多而占用计算机太多内存和时间，此法仅限于频率段数较少的场合。

（2）规则采样法。

由于自然采样法的不足，人们一直在寻找更实用的采样方法来尽量接近于自然采样法，希望更实用的采样方法要比自然采样法的波形更对称一些，以减少计算工作量，这就是规则采样法。规则采样法有多种，常用的方法有：规则采样Ⅰ法、规则采样Ⅱ法，计算机实时产生 SPWM 波形也是基于其采样原理及计算公式。这里只介绍其中的规则采样Ⅱ法。

图 4-29 所示的规则采样Ⅱ法是将三角波的负峰值对应的正弦控制波值（E 点）作为采样电压值，由 E 点水平截取 A、B 两点，从而确定脉宽时间 t_2。

在这种采样法中，每个周期的采样点 E 对时间轴都是均匀的，这时 AE=EB，$t_1 = t_3$，简化了脉冲时间与间隙时间的计算。为此有

$$t_2 = \frac{T_t}{2}(1 + M\sin\omega_s t_e)$$

$$t_1 = t_3 = \frac{1}{2}(T_t - t_2)$$

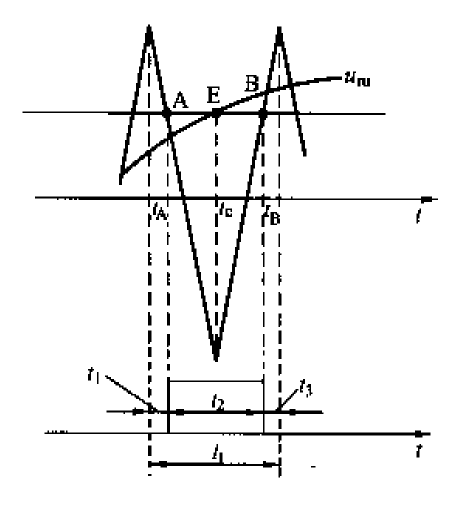




图 4-29 规则采样Ⅱ法

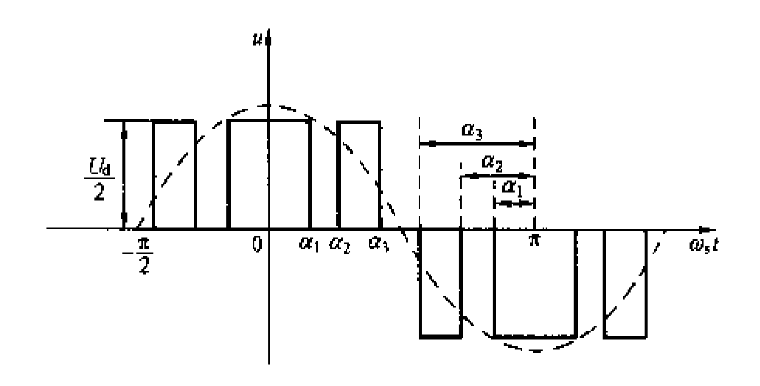


图 4-30 三脉冲波的单极式 SPWM 波形

（3）指定谐波消除法。

指定谐波消除法是 SPWM 控制模式研究中一种比较有意义的开关点确定法。在这种方法中，脉冲开关时间不是由三角载波与正弦控制波的交点确定的，而是从消除某些指定次谐波的目的出发，通过解方程组解出来的。简单说明如下：

图 4-30 所示的是半个周期内只有三个脉冲的单极式 SPWM 波形。

在图示的坐标系中，SPWM 电压波形展开成傅氏级数后为

$$u(\omega_s t) = \frac{2U_d}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k}[\sin k\alpha_1 - \sin k\alpha_2 + \sin k\alpha_3]\cos k\omega_s t$$

式中，k 为奇数，由于 SPWM 波形的对称性，展开式中不存在偶数次谐波。

设要求逆变器输出的基波电压幅值为U_{1m}，并要求消除五次、七次谐波（三相异步电动机无中线情况下不存在3次及3的倍数次谐波），按上述要求，可列出下列方程组

$$U_{1m}=\frac{2U_d}{\pi}[\sin\alpha_1-\sin\alpha_2+\sin\alpha_3]$$

$$U_{5m}=\frac{2U_d}{5\pi}[\sin5\alpha_1-\sin5\alpha_2+\sin5\alpha_3]=0$$

$$U_{7m}=\frac{2U_d}{7\pi}[\sin7\alpha_1-\sin7\alpha_2+\sin7\alpha_3]=0$$

求解方程组即可得到合适的开关时刻α_1、α_2与α_3数值。当然，要消除更高次谐波，则需要用更多的方程来求解更多的开关时刻，也就是说要在一个周期内有更多的脉冲才能更好地抑制与消除输出电压中的谐波成分。

当然，利用指定谐波消除法来确定一系列脉冲波的开关时刻是能够有效地消除所指定次数的谐波的，但是指定次数以外的谐波却不一定能减少，有时甚至还会增大。不过它们已属于高次谐波，对电动机的工作影响不大。

在控制方式上，这种方法并不依赖于三角载波与正弦调制波的比较，因此实际上已经离开了脉宽调制概念，只是由于其效果和脉宽调制一样，才列为SPWM控制模式的一类。另外，这种方法在不同的输出频率下有不同的α_1、α_2与α_3开关时刻配合，因此，求解工作量相当大，难以进行实时控制，一般采用离线方法求解后将结果存入单片机内存，以备查表取用。

4.5.2 电流正弦脉宽调制的工作原理

SPWM变频器通常用于交流电动机的变频调速，而交流电动机的控制性能主要取决于转矩或者电流的控制质量（在磁通恒定的条件下），为了满足电动机控制的良好动态响应，经常采用电流正弦PWM技术。电流正弦PWM技术本质上是电流闭环控制，实现方法很多，主要有PI控制、滞环控制及无差拍预测控制等几种，都具有控制简单，动态响应快和电压利用率高的特点。

目前，实现电流正弦PWM控制的常用方法是A·B·Plunkett提出的电流滞环SP-WM，即把正弦电流参考波形和电流的实际波形通过滞环比较器进行比较，其结果决定逆变器桥臂上、下开关器件的导通和关断。这种方法的主要优点是控制简单、响应快、瞬时电流可以被限制，功率开关器件得到自动保护。这种方法的主要缺点是相对的电流谐波较大。本节重点介绍电流滞环SPWM技术。

电流滞环控制是一种非线性控制方法，电流滞环控制型逆变器一相（U相）电流控制原理框图如图4-31（a）所示。

正弦电流信号发生器的输出信号作为相电流给定信号，与实际的相电流信号相比较后送入电流滞环控制器。设滞环控制器的环宽为2ε，t_0时刻，$i_U^*-i_U\geqslant\varepsilon$，则滞环控制器输出正电平信号，驱动上桥臂功率开关器件VT1导通，使i_U增大。当i_U增大到与i_U^*相等时，虽然$\Delta i_U=0$，但滞环控制器仍保持正电平输出，VT1保持导通，i_U继续增大，直到t_1时刻，$i_U=i_U^*+\varepsilon$，滞环控制器翻转，输出负电平信号，关断VT1，并经保护延时后驱动下桥

臂器件 VT2。但此时 VT2 未必导通，因为电流 i_U 并未反向，而是通过续流二极管 VD2 维持原方向流通，其数值逐渐减小。直到 t_2 时刻，i_U 降到滞环偏差的下限值，又重新使 VT1 导通。VT1 与 VD2 的交替工作使逆变器输出电流与给定值的偏差保持在 $\pm\varepsilon$ 范围之内，在给定电流上下作锯齿状变化。当给定电流是正弦波时，输出电流也十分接近正弦波，如图 4-31（b）所示。与此类似，负半周波形是 VT2 与 VD1 交替工作形成的。

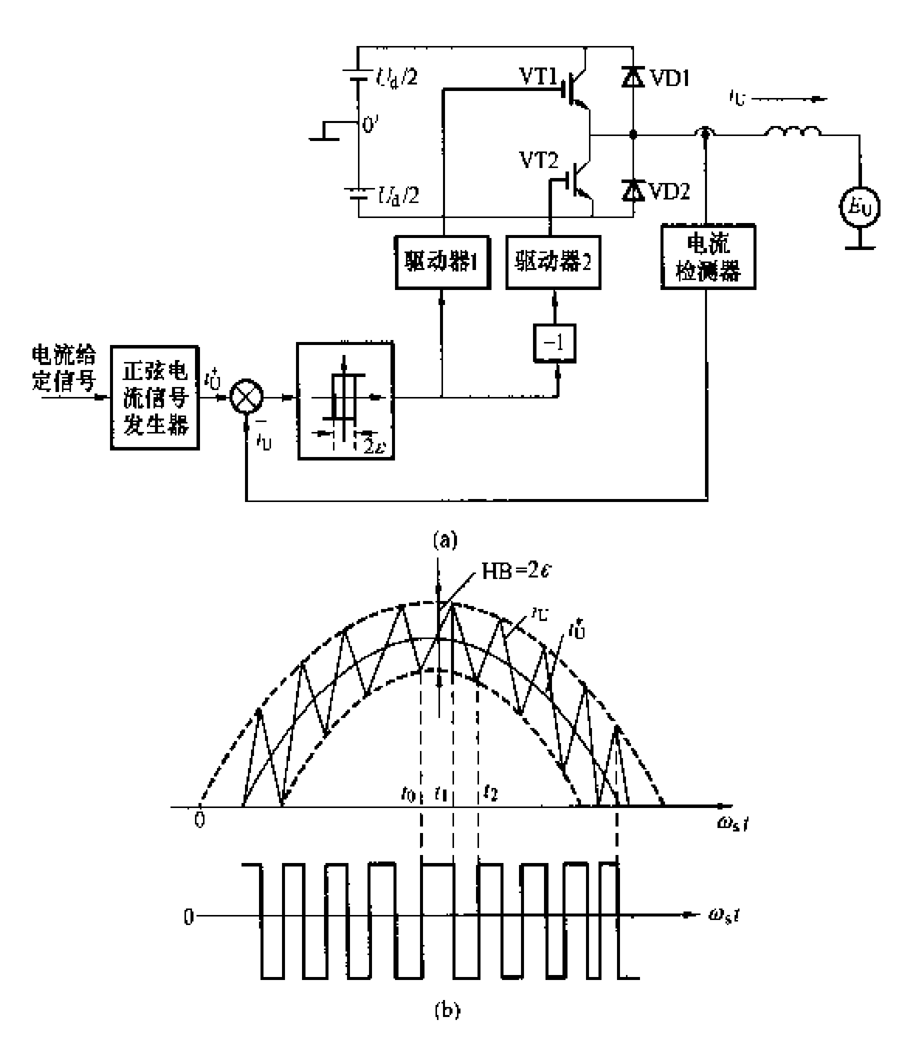


图 4-31 电流滞环控制逆变器一相电流控制框图及波形图

（a）滞环电流跟踪型 SPWM 逆变器一相结构示意图；

（b）滞环电流跟踪型 SPWM 逆变器输出电流、电压波形图

显然，滞环控制器的滞环宽度越窄，则开关频率越高，可使定子电流波形更逼近给定基准电流波形，从而将有效地使电动机定子绕组获得正弦电流源供电效果。

了解一相电流滞环控制型 SPWM 逆变器原理之后便可以组成三相电流滞环控制型 SPWM 变频调速系统，如图 4-32 所示。

需要指出的是，电流滞环控制对于给定的滞环宽度，其开关频率随电机运行状态的变化而变化。当开关频率超过功率器件的允许开关频率，将不利于功率器件的安全工作；当开关频率过低会造成电流波形畸变，导致电流谐波成分加大。因此，最好能使逆变器的开关频率在一个周期内基本保持一定。

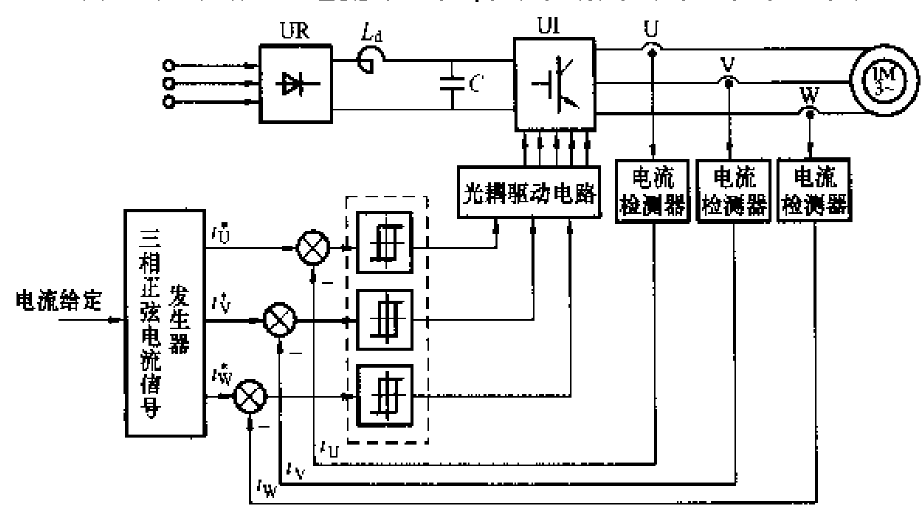


图 4-32 异步电动机电流滞环控制变频调速

4.5.3 磁通正弦脉宽调制（电压空间向量PWM）的工作原理

传统SPWM控制的主要目标是使逆变器输出的电压尽量接近正弦波；而电流跟踪控制的目的是使输出电流按正弦规律变化，它比电压正弦已经进了一步。然而异步电动机输入正弦电流的最终目的是在空间产生圆形的旋转磁场，从而产生恒定的转矩。如果能够把逆变器和异步电动机看成一体，直接按照跟踪圆形旋转磁场来控制PWM的逆变电压，使电动机磁通按照正弦脉宽调制，其控制效果一定会更好。这样的模式叫做“磁链跟踪控制”，下面将会表明，磁链的轨迹是靠电压空间向量相加得到的，所以又称“电压空间向量控制”。它是从电动机角度出发的SPWM方法。

什么叫电压空间向量？它是按照电压所加绕组的空间位置来定义的。在图4-33中，U、V、W分别表示在空间静止不动的电动机定子三相绕组的轴线，它们在空间互差120°，三相定子相电压U_{U0},U_{V0},U_{W0}分别加在三相绕组上。可以定义三个电压空间向量$\boldsymbol{U}_{U0}$、$\boldsymbol{U}_{V0}$和$\boldsymbol{U}_{W0}$，它们的方向始终在各相的轴线上，而大小则随时间按正弦规律作脉动式变化，时间相位互差120°。与电动机原理中三相脉动磁势相加产生的合成旋转磁势相仿，可以证明，三相电压空间向量相加的合成空间向量$\boldsymbol{U}_{SP}$是一个旋转的空间向量，它的幅值不变，是每相电压值的3/2倍；当频率不变时，它以电源角频率ω_s为电气角速度作恒速同步旋转，哪一相电压最大值时，合成电压向量$\boldsymbol{U}_{SP}$就落在该相的轴线上。用公式表示，则有

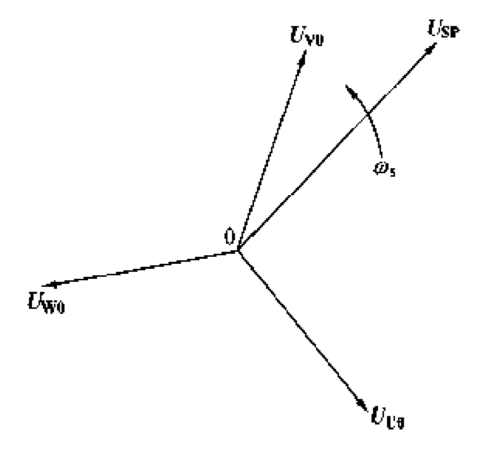


图4-33 电压空间向量

$$\boldsymbol{U}_{SP}=\boldsymbol{U}_{U0}+\boldsymbol{U}_{V0}+\boldsymbol{U}_{W0} \tag{4-6}$$

同理，可以定义电流和磁链的空间向量$\boldsymbol{I}$和$\boldsymbol{\psi}$。

异步电动机的三相对称绕组由三相对称正弦电压供电时，对每一相都可以写出它的电压方程式。三相合起来，可用合成空间向量表示定子的电压方程式

$$\boldsymbol{U}_1=\boldsymbol{R}_1\boldsymbol{I}_1+\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_1}{\mathrm{d}t} \tag{4-7}$$

式中 $\boldsymbol{U}_1$——定子三相电压合成空间向量；

$\boldsymbol{I}_1$——定子三相电流合成空间向量；

$\boldsymbol{\psi}_1$——定子三相磁链合成空间向量。

当转速较高时，可忽略定子电阻压降，则定子电压与磁链的近似关系为

$$\boldsymbol{U}_1\approx\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_1}{\mathrm{d}t} \tag{4-8}$$

或

$$\boldsymbol{\psi}_1\approx\int\boldsymbol{U}_1\mathrm{d}t \tag{4-9}$$

式（4-8）表明，电压空间向量$\boldsymbol{U}_1$的大小等于$\boldsymbol{\psi}_1$的变化率，而其方向则与$\boldsymbol{\psi}_1$的运动方向一致。

当电动机由三相对称正弦交流电供电时，电动机的产生的是圆形的空间旋转磁场，磁

链的空间旋转向量可以表示为

$$\boldsymbol{\psi}_1 = \psi_m e^{j\omega_s t} \tag{4-10}$$

式中：ψ_m 为 $\boldsymbol{\psi}_1$ 的幅值，ω_S 为其旋转角速度。

由式（4-8）和式（4-10）可得

$$\boldsymbol{U}_1 = \frac{d}{dt}(\psi_m e^{j\omega_1 t}) = j\omega_1\psi_m e^{j\omega_1 t} = \omega_1\psi_m e^{j(\omega_1 t+\pi/2)} \tag{4-11}$$

由式（4-11）可见，当磁链幅值 ψ_m 一定时，U_1 的大小与 ω_s 成正比，其方向为磁链圆形轨迹的切线方向。当磁链向量在空间旋转一周时，电压向量也连续地按磁链圆的切线方向运动 2π 弧度，其轨迹与磁链圆重合，如图 4-34 所示。这样，电动机旋转磁场的形状问题就可转化为电压空间向量运动轨迹的形状问题。

在变压变频调速系统中，异步电动机由三相 PWM 逆变器供电，这时，供电电压和三相对称正弦电压有所不同。图 4-35 给出了三相 PWM 逆变器供电给异步电动机的原理图。为了简单起见，六个功率开关器件都用开关符号表示。为使电动机对称工作，必须三相同时供电，即在任一时刻一定有处于不同桥臂下的三个功率开关器件同时导通，而相应桥臂的另外三个功率开关器件则处于关断状态。这样从逆变器的拓扑结构看，功率器件共有八种工作状态（见表 4-5），即

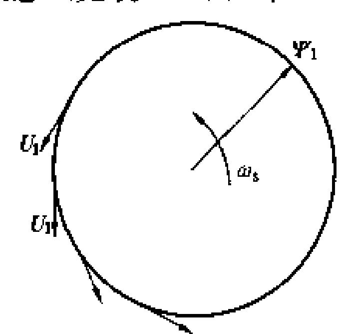


图 4-34 旋转磁场与电压空间向量运动轨迹的关系

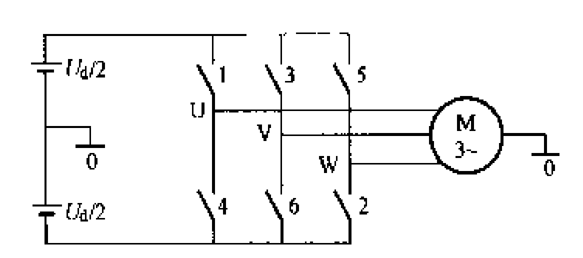


图 4-35 三相 PWM 逆变器-异步电动机原理图

表 4-5 逆变器的 8 种工作状态

导通的开关管（按 UVW 相序排列）	工作状态（数字量）			向量
	S_U	S_V	S_W	
VT1、VT6、VT2	1	0	0	$\boldsymbol{V}_1$
VT1、VT3、VT2	1	1	0	$\boldsymbol{V}_2$
VT4、VT3、VT2	0	1	0	$\boldsymbol{V}_3$
VT4、VT3、VT5	0	1	1	$\boldsymbol{V}_4$
VT4、VT6、VT5	0	0	1	$\boldsymbol{V}_5$
VT1、VT6、VT5	1	0	1	$\boldsymbol{V}_6$
VT1、VT3、VT5	1	1	1	$\boldsymbol{V}_7$
VT4、VT6、VT2	0	0	0	$\boldsymbol{V}_8$

VT6、VT1、VT2 导通，VT1、VT2、VT3 导通，VT2、VT3、VT4 导通，VT3、VT4、VT5 导通，VT4、VT5、VT6 导通，VT5、VT6、VT1 导通以及 VT1、VT3、VT5 导通，VT2、VT4、VT6 导通等八种工作状态。如把上桥臂器件导通用“1”表示，下桥臂器件导通用“0”表示，并依 UVW 相序依次排列，则上述八种工作状态可相应表示为 100、110、010、011、001、101 与 111、000 八组数字。从逆变器的正常工作看，前六个工作状态是有效的，后两个工作状态是无意义的。逆变器每工作一个周期，六个有效工作状态都各出现一次。逆变器每隔 $2\pi/6=\pi/3$ 转角就改变一次工作状态，而在这 $\pi/3$ 转角内则保持不变。

对于每一个工作状态，逆变器供给交流电动机的三相电压都可用一个空间向量表示。由于逆变器直流侧输入电压恒定，且三相对称工作，所以三相相电压的幅值相等，在空间相位上互差 $\pi/3$。因此在任一工作状态下电压空间向量的大小都一样，仅是相位不同而已。如以 $\boldsymbol{V}_1$、$\boldsymbol{V}_2$、…、$\boldsymbol{V}_6$ 依次表示 100、110、…、101 六个有效工作状态的电压空间向量，它们的相互关系如图 4-36 所示。如果把六个空间向量首尾相接地画在一起，恰好形成一个封闭的正六边形，见图 4-36（b），或者让六个向量都从原点出发，则形成一个正六角星，见图 4-36（c）。至于 111 和 000 两个无意义的状态，可分别冠以 $\boldsymbol{V}_7$ 和 $\boldsymbol{V}_8$，称作零向量。它们的大小为零，也无相位，可认为坐落在正六边形的中心点或六角星的原点上。

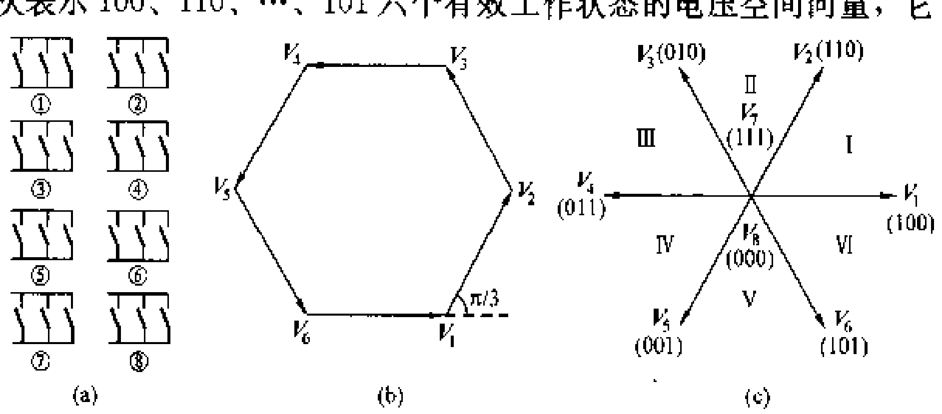


图 4-36 PWM 逆变器供电时三相电动机的电压空间向量

(a) 功率开关器件的不同工作状态；(b) 正六边形电压空间向量；
(c) 六角星形电压空间向量

如果异步电动机由常规的六拍逆变器供电，功率开关器件每隔 $\pi/3$ 时间才切换一次，而在这 $\pi/3$ 时间内电压空间向量停止不动，那么，图中由正六边形表示的电压空间向量运动轨迹，也可看成是在六拍逆变器供电下定子磁链向量端点的运动轨迹。也就是说，这时的旋转磁场是正六边形的，不是圆形的，电动机将不能产生恒定转矩，这正反映电压谐波的影响。从空间向量图上看，如果要使旋转磁场逼近圆形，逆变器就得有更多的开关工作状态，以形成更多的电压空间向量，这就是电压空间向量控制或磁链跟踪控制 PWM 的出发点。虽然功率开关器件只有 6 个，只能形成 $\boldsymbol{V}_1\sim\boldsymbol{V}_8$ 共 8 种电压空间向量，但可以设想利用它们的线性组合可以获得更多的与 $\boldsymbol{V}_1\sim\boldsymbol{V}_8$ 相位不同的新向量，最终构成尽量逼近圆形的旋转磁场。下面的任务就是，寻找能达到这个目的的电压空间向量的线性组合规律。

图 4-36 的 6 个电压空间向量把整个平面分成 6 个扇区，每个扇区所占的时间相位为 $\pi/3$。现在就要在每个扇区内利用某些电压空间向量线性组合的方法产生一些新的电压向

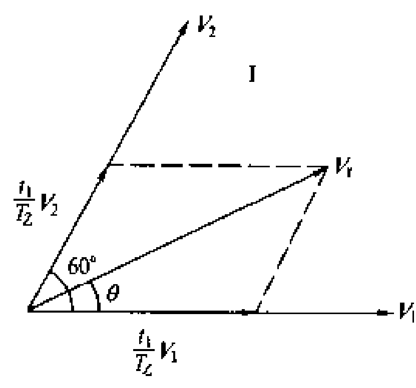


图 4-37 电压空间向量的线性组合

量，它们的幅值都和原有向量的幅值相等，而相位却不一样。例如，在图4-36（c）的扇区1中，希望过 T_Z 时间后能获得一个新的电压空间向量 $\boldsymbol{V}_r$，且 $|\boldsymbol{V}_r| = |\boldsymbol{V}_1|$，如图4-37所示。图中，时间 T_Z 用 θ 电角度表示。$\boldsymbol{V}_r$ 可以由部分 $\boldsymbol{V}_1$ 和部分 $\boldsymbol{V}_2$ 的矢量和得到。从物理意义上说，"部分 $\boldsymbol{V}_1$"表示 $\boldsymbol{V}_1$ 作用的时间 t_1 小于 $\pi/3$，因而积分后产生的磁链较小。同样，$\boldsymbol{V}_2$ 作用的时间 t_2 也小于 $\pi/3$。

按式（4-9），根据磁链不变的要求，可写出以下关系式

$$\int_0^{T_z}\boldsymbol{V}_r\mathrm{d}t = \int_0^{t_1}\boldsymbol{V}_1\mathrm{d}t + \int_{t_1}^{t_1+t_2}\boldsymbol{V}_2\mathrm{d}t + \int_{t_1+t_2}^{T_z}\boldsymbol{V}_0\mathrm{d}t \qquad (4-12)$$

式（4-12）表明，$\boldsymbol{V}_1$ 只作用 t_1 时间，$\boldsymbol{V}_2$ 作用 t_2 时间，希望在 T_Z 时间后能获得 $\boldsymbol{V}_r$，但 t_1+t_2 不一定等于 T_Z，所剩余的时间就由零矢量所代表的工作状态来补足。此处以 $\boldsymbol{V}_0$ 代表 $\boldsymbol{V}_7$ 或 $\boldsymbol{V}_8$。

在式（4-12）中，$|\boldsymbol{V}_1|$、$|\boldsymbol{V}_2|$ 都为恒值，$|\boldsymbol{V}_0|=0$。故可得

$$\boldsymbol{V}_1 t_1 + \boldsymbol{V}_2 t_2 = \boldsymbol{V}_r T_Z \qquad (4-13)$$

变换到直角坐标系上来表示，得

$$t_1 U_s\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} + t_2 U_s\begin{bmatrix}\cos\pi/3\\ \sin\pi/3\end{bmatrix} = T_Z\cdot A\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\end{bmatrix} \qquad (4-14)$$

式中，$A=|\boldsymbol{V}_r|$，并令 $A=\frac{\sqrt{3}}{2}U_s M$。在这里，$M$ 为调制度。

求解式（4-14），可得

$\boldsymbol{V}_1$ 的作用时间：$t_1 = T_Z M\sin(\frac{\pi}{3}-\theta)$

$\boldsymbol{V}_2$ 的作用时间：$t_2 = T_Z M\sin\theta \qquad (0<\theta<\frac{\pi}{3})$

而 $\boldsymbol{V}_0$ 的作用时间：$t_7+t_8 = T_Z - t_1 - t_2$

一般取 $t_7 = t_8 = \frac{1}{2}(T_Z - t_1 - t_2)$

由此形成了在Ⅰ扇区内第一个小区间逆变器各开关器件的工作状态序列，以及其相应的持续作用时间，如图4-38（a）所示。图中给出了在这一小区间内逆变器输出的三相电压波形，相当于PWM波中的一个脉冲波。形成这样波形的电压空间向量序列为81277218（8表示 $\boldsymbol{V}_8$，1表示 $\boldsymbol{V}_1$，依此类推）。为了使 T_Z 时间内的脉冲波形对称，每个电压空间向量的作用时间都一分为二，放在一头一尾。上述空间向量序列所表示的开关器件工作状态次序为000、100、110、111、111、110、100、000，可以看出，这是和图4-38（a）中的三相波形一致的。

图4-38（b）～4-38（f）还给出了在其它扇区内对电压空间向量的选择及其向量序列与PWM电压波形。必须指出，在同一扇区内还可有若干个小区间，它们的电压空间向量作用序列是相同的，但每种状态所作用的时间不一样。

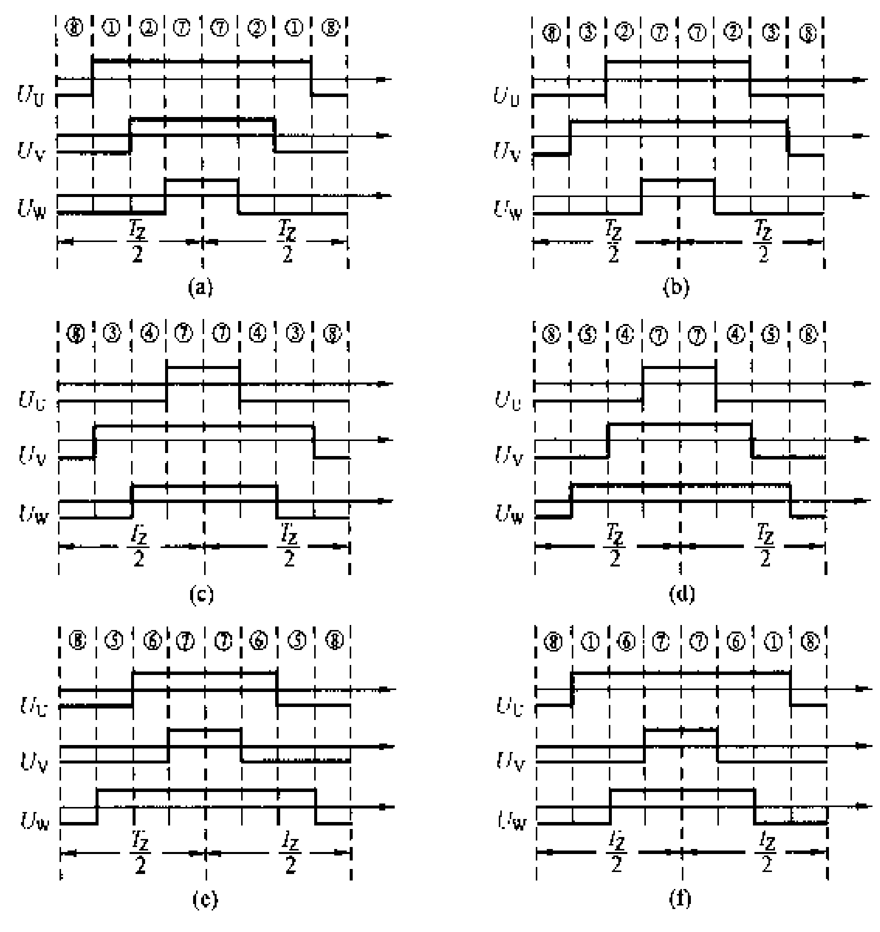


图 4-38　6个扇区电压空间向量的工作序列与逆变器输出 PWM 电压波形

(a) V_r 在Ⅰ扇区；(b) V_r 在Ⅱ扇区；(c) V_r 在Ⅲ扇区；(d) V_r 在Ⅳ扇区；(e) V_r 在Ⅴ扇区；(f) V_r 在Ⅵ扇区

电压空间向量控制方法有以下特点：

(1) 每个小区间均以零电压向量开始与结束；

(2) 在每个小区间内虽有多次开关状态切换，但每次切换都只牵涉到一个功率开关器件，因而开关损耗较小；

(3) 利用电压空间向量直接生成三相 PWM 波，计算简便；

(4) 电动机旋转磁场逼近圆形的程度取决于小区间时间 T_Z 的长短。T_Z 越小，旋转磁场越接近圆形。但 T_Z 的减小也受到所用开关器件允许开关频率的限制；

(5) 逆变器输出线电压基波最大幅值为直流侧电压，这比一般的 SPWM 逆变器输出电压高 15%。

最后，应该指出，上述的电压空间向量控制方法并不是惟一的，还有三段逼近式方法、比较判断式方法等等。

思考题与习题

4-1　什么是有源逆变？逆变时控制角 α 至少为多少度？为什么？

4-2　三相半波晶闸管电路工作在有源逆变状态，试画出 $\beta = 30°$，VT1 管的脉冲丢失时，输出电压 u_d 的波形。

4-3　单相全控桥式整流电路中，当 $\alpha > 90°$ 时，若直流侧直流电动机取走，而代之以一个电阻，晶闸管的导通角还能达到 180° 吗？晶闸管的输出平均电压还能出现负值吗？

4-4　对于单相全控桥式有源逆变电路，为了加快电动机的制动过程，增大电枢电流，应如何调节 β 角？当电枢电流增大后，换相重叠角是否会加大？是否会造成逆变失败？

4-5　在下列各种变流装置中，能用于有源逆变电路的，在括号中画"√"。

(1) 单相双半波可控整流电路。(　)

(2) 接续流二极管的单相双半波可控整流电路。( )

(3) 单相桥式全控整流电路。( )

(4) 单相桥式半控整流电路。( )

(5) 三相半波可控整流电路。( )

(6) 带续流二极管的三相半波可控整流电路。( )

(7) 三相桥式全控整流电路。( )

4-6 只有电阻和电感的整流电路里，能否使变流装置稳定运行于逆变状态？为什么？那么对于有电阻、电感的整流电路在运行过程中是否有运行于逆变状态的时刻？如果有，试说明这种逆变是怎样产生的？

4-7 可逆电路为什么要限制最小逆变角？试绘图说明。

4-8 交流静止式变频装置主要有哪几种类型？

4-9 试述交-交变频器与交-直-交变频器各自的特点。

4-10 无源逆变电路分为电压型和电流型两种的依据是什么？

4-11 电流型逆变器和电压型逆变器各有何特点？为什么电压型逆变器没有回馈制动能力？

4-12 简述正弦脉宽调制（SPWM）技术的工作原理。

4-13 生成SPWM波形有几种软件采样方法？各有什么优缺点？

第5章 交流-交流变换电路

本章要点

- 交流开关、交流调功和交流电压调节的基本工作原理和应用电路分析；
- 相位控制和通断控制的概念；不同负载时，单相和三相交流调压电路的结构、工作原理、波形分析；
- 单相和三相交一交变频电路的电路结构、工作原理。

5.1 交流电力控制电路

交流电力控制电路是只改变交流电压、电流的幅值或对交流电路进行通断控制，而不改变交流电的频率。它包括交流开关、交流调功和交流电压调节等内容；交流电力控制电路主要采用两种控制方式，即通断控制和相位控制方式。交流开关和交流调功主要采用通断控制方式，而交流电压调节通常采用相位控制。

(1) 通断控制。它是把晶闸管作为开关，将负载与交流电源接通几个周期（工频1个周期为20ms），然后再断开一定的周期，通过改变通断时间比值达到调压的目的。这里晶闸管起到一个通断频率可调的快速开关作用。这种控制方式电路简单，功率因数高，适用于有较大时间常数的负载；缺点是输出电压或功率调节不平滑。

(2) 相位控制。它是使晶闸管在电源电压每一周期内选定的时刻将负载与电源接通，改变选定的导通时刻就可达到调压的目的。

交流电力控制电路的基本原理是在交流电源与负载之间接入上述电力电子变换装置，以实现交流电路的开关控制、负载的功率调节和电压有效值的调节。相应的装置也称为交流开关、交流调功器和交流调压器。它们广泛应用于电气设备的开关控制、交流电动机的调压调速、调温、调光等。

5.1.1 晶闸管交流开关及其应用

晶闸管交流开关的基本原理是将两只反并联的普通晶闸管串入交流电路中，替代传统的机械开关对电路进行通断控制。晶闸管交流开关是一种快速、理想的交流开关。它总是在电流过零时关断，在关断时不会因负载或线路电感储存能量而造成暂态过电压和电磁干扰，因此特别适用于操作频繁、可逆运行及有易燃气体、多粉尘的场合。

1. 晶闸管交流开关的基本形式

晶闸管交流开关的工作特点是：门极毫安级电流的通断，可控制晶闸管阳极几十到几百安培大电流的通断。晶闸管在承受正半周电压时触发导通，在电流过零后，利用电源负半周在管子上施加反压而使其自然关断。常见的几种晶闸管交流开关形式如图5-1所示。

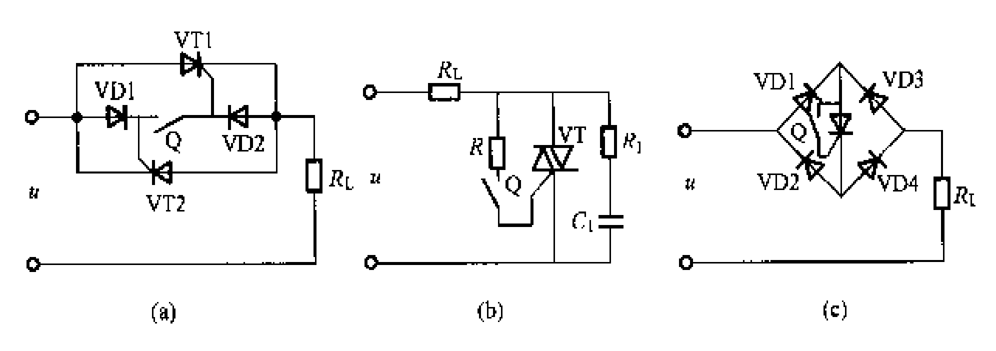


图5 1 晶闸管交流开关的基本形式

图5-1（a）为普通晶闸管反并联的交流开关，当Q合上时，靠VD1、VD2分别给晶闸管VT1、VT2提供触发电压，使管子可靠触发，负载上得到的基本上是正弦电压。图5 1（b）采用双向晶闸管，为（I_+、III_-）触发方式，线路简单，但工作频率比反并联电路低。图5-1（c)只用一只普通晶闸管，管子不受反压。由于串联元件多、压降损耗较大。

2. 固态开关

固态开关也是一种晶闸管交流开关，是近年迅速发展起来的一种固态无触点开关（Solid State Switch，简称SSS)。它包括固态继电器（Solid State Relay，简称SSR）和固态接触器（Solid State Contactor，简称SSC)，是一种以双向晶闸管为基础构成的无触点开关组件。

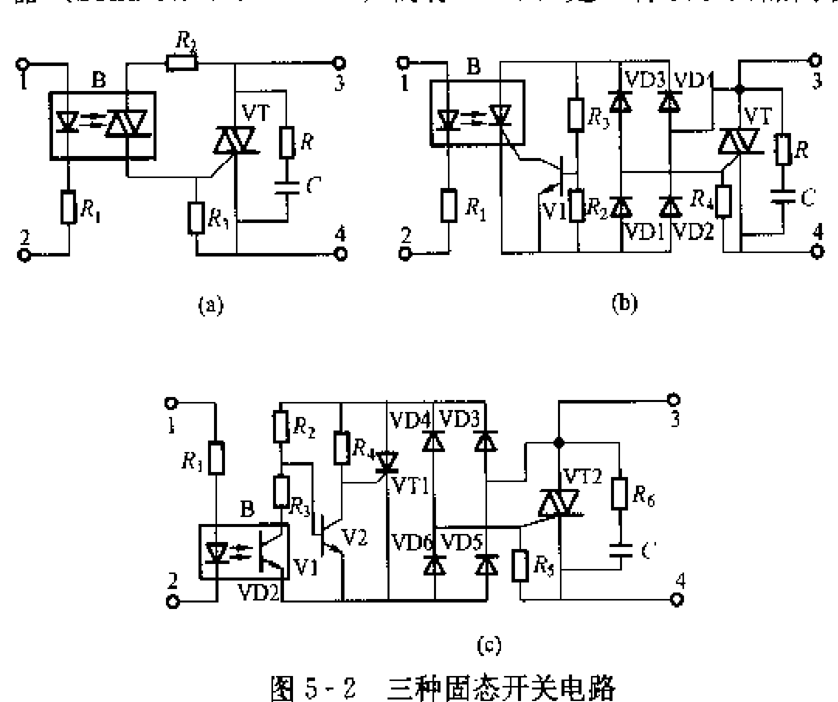


图5-2 三种固态开关电路

图5-2（a）为光电双向晶闸管耦合器非零电压开关。输入端1、2输入信号时，光电双向晶闸管耦合器B导通，由R_2、B形成通路，以（I_+、III_-）方式触发双向晶闸管VT门极。这种电路相对于输入信号的交流电源的任意相位均可同步接通，称为非零电压开关。

图5-2（b）为光电晶闸管耦合的零电压开关，1、2端输入信号且光控晶闸管门极不短接时，耦合器B中的光控晶闸管导通，经过整流桥与导通的光控晶闸管提供VT门极电流，使VT导通。由R_3、R_2、V1组成零电压开关功能电路，当电源电压过零并升至一定幅值时，原导通的光控晶闸管被关断。

图5-2（c）为零电压接通与零电流断开的理想无触点开关，1、2端加上输入信号时（交直流电压均可)，适当选取R_2与R_3的比值，使交流电源的电压在接近零值区域(±25V)且有输入信号时，V2管截止，无输入信号时V2管饱和导通。因此，不论管子什么时刻加上

输入信号，开关只能在电压过零附近使晶闸管 VT1 导通，也就是双向晶闸管只能在零电压附近加触发信号使开关闭合。

固态开关一般采用环氧树脂封装，具有体积小、工作频率高的特点，适用于频繁工作或潮湿、有腐蚀性以及易燃的环境中。

3. 晶闸管交流开关的应用

(1) 电动机的正反转控制。

利用晶闸管交流开关代替交流接触器，通过改变供电电压相序可以实现电动机的正反转控制。图 5-3 采用了五组反并联的晶闸管来实现无触点的切换。图中晶闸管 1～6 供给电动机定子正相序电源；而晶闸管 7～10 及 1、4 则供给电动机定子反相序电源，从而可使电动机正、反向旋转。

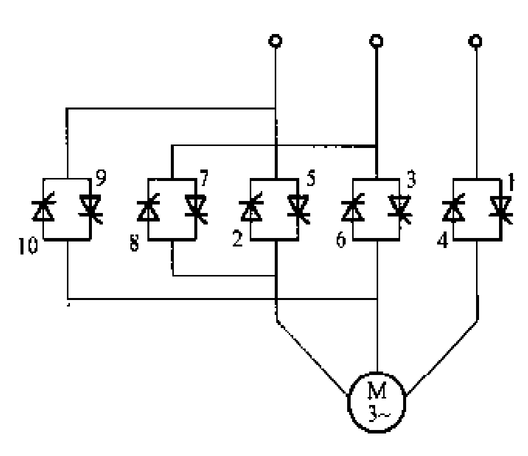


图 5-3　晶闸管交流调压调速系统可逆运行和制动原理图

(2) 电动机的反接制动与能耗制动。

利用图 5-3 的电路还可以进行电机的反接制动与能耗制动。反接制动时，工作的晶闸管就是上述供给电动机定子反相序电源的 6 个元件。当电机要进行耗能制动时，可根据制动电路的形式不对称地控制某几个晶闸管工作。如仅使 1、2、6 三个元件导通，其他元件都不工作，这样就可使电动机定子绕组中流过直流电流，而对旋转着的电动机产生制动转矩，所以调压调速系统具有良好的制动特性。

5.1.2　晶闸管交流调功器及其应用

1. 晶闸管交流调功器的原理

如果使晶闸管交流开关在端电压为零或零附近瞬间接通，利用管子电流小于维持电流使管子自行关断，就可以使电路波形为正弦整周期形式，这样可以避免高次谐波的产生。这种触发方式称为过零触发或零触发。交流零触发开关对外界的电磁干扰最小。用交流零触发开关实现功率调节的方法如下：在设定的周期 T_c 内，用零电压开关接通几个周波然后断开几个周波，改变晶闸管在设定周期内的通断时间比例，可调节负载上的交流平均电压，即可达到调节负载功率的目的。因此这种装置也称为调功器或周波控制器。

图 5-4 为设定周期 T_c 内零触发输出电压波形的二种工作方式，如在设定周期 T_c 内导通的周波数为 n，每个周波的周期为 T ($f=50\text{Hz}$，$T=20\text{ms}$)，则调功器的输出功率和输出电压有效值分别为

$$P=\frac{nT}{T_c}P_n \text{和} U=\sqrt{\frac{nT}{T_c}}U_n$$

式中　P_n、U_n ——设定周期 T_c 内全部周波导通时，装置输出的功率与电压有效值。

因此改变导通周波数 n 即可改变电压和功率。

2. 晶闸管交流调功器应用电路

交流调功器的主电路通常可用二只普通晶闸管反并联或双向晶闸管组成，图 5-5

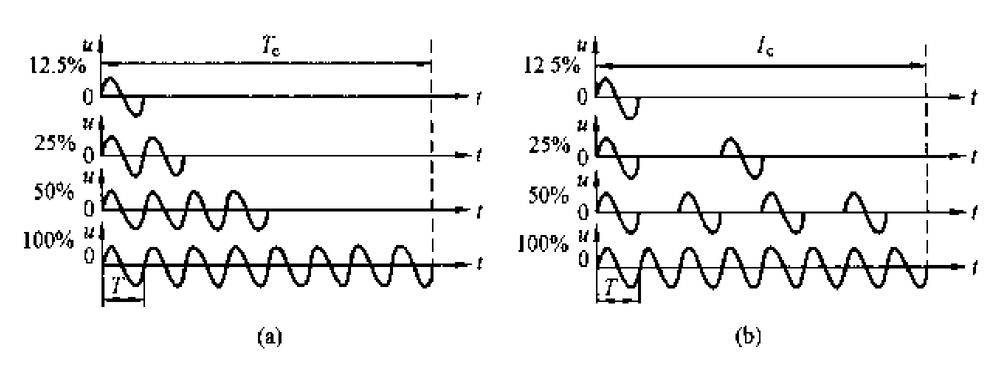


图 5-4　过零触发输出电压波形

为全周波连续式分立元件组成的过零触发电路控制的交流调功器，它由主电路、锯齿波产生、信号综合、直流开关、过零脉冲输出以及同步电压等部分组成，工作原理简述如下：

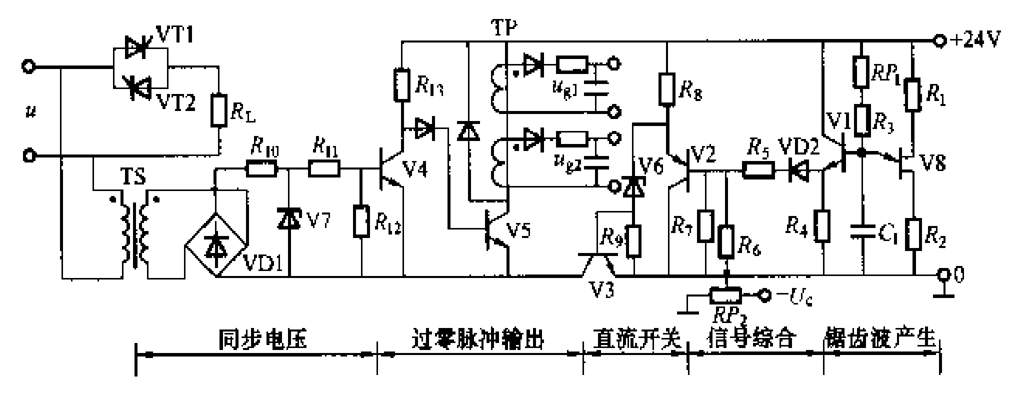


图 5-5　过零触发电路控制的交流调功器

(1) 锯齿波由单结晶体管 V8 与 C_1 等组成的驰张振荡器，经射极跟随器（V1、R_4）输出，波形如图 5-6 (a) 所示。锯齿波底宽对应一定的时间周期 T_c。调节电位器 RP_1 即可改变锯齿波斜率和 T_c，由于单结晶体管的分压比一定，电容开始放电的电压也一定，斜率减小使锯齿波底宽增大，设定的周期 T_c 亦增大。

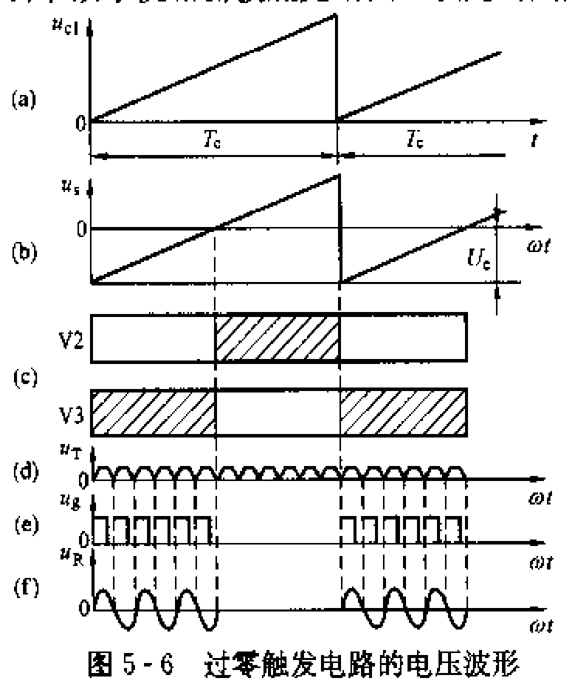


图 5-6　过零触发电路的电压波形

(2) 电位器 RP_2 上的控制电压 $-U_c$ 与锯齿波电压进行叠加后送至 V2 的基极，合成电压为 u_s，当 $u_s>0$ 时，V2 导通；$u_s<0$ 时 V2 截止，见图 5-6 (b)。

(3) 由 V3 管组成触发电路的直流开关，V2 管导通则 V3 管截止；V2 管截止则 V3 管导通，如图 5-6 (c) 所示。

(4) 过零脉冲输出。由同步变压器 TS、整流桥 VD1 及 R_{10}、R_{11}、VD7 形成削波同步电压，见图 5-6 (d)。它与直流开关输出电压共同控制 V4、V5 管，只有当直流开关 V3 导通期间，在同步电压过零点使 V4 截止、V5 才能导通输出触发脉冲，此脉冲使晶闸管导通，见图 5-6 (e)、

(f)。增大控制电压 U_c（数值上）便可增加直流开关 V3 的导通时间，也就增加了设定周期 T_c 内的导通周波数，从而增加了输出功率。

过零触发虽然没有移相触发时的高次谐波干扰，但其通断频率比电源频率低，特别当通断比太小时，会出现低频干扰，使照明出现人眼能察觉到的闪烁、电表指针出现摇摆等。所以调功器通常用于热惯性较大的电热负载。

5.2　晶闸管交流调压器

晶闸管交流调压主要应用相位控制方式。下面分析相位控制的交流调压器，先阐述作为基础的单相交流调压器。

5.2.1　单相交流调压电路

单相交流调压器的工作情况与它所带的负载性质有关，现分别予以讨论。

1. 单相交流调压电路的结构和工作情况（电阻性负载）

电路如图 5-7（a）所示，它用两只反并联的普通晶闸管或一只双向晶闸管与电阻负载 R 串联组成主电路。以反并联电路为例进行分析，正半周 α 时刻触发 VT1 管，负半周 α 时刻触发 VT2 管，输出电压波形为正负半周缺角相同的正弦波，如图 5-7（b）所示。

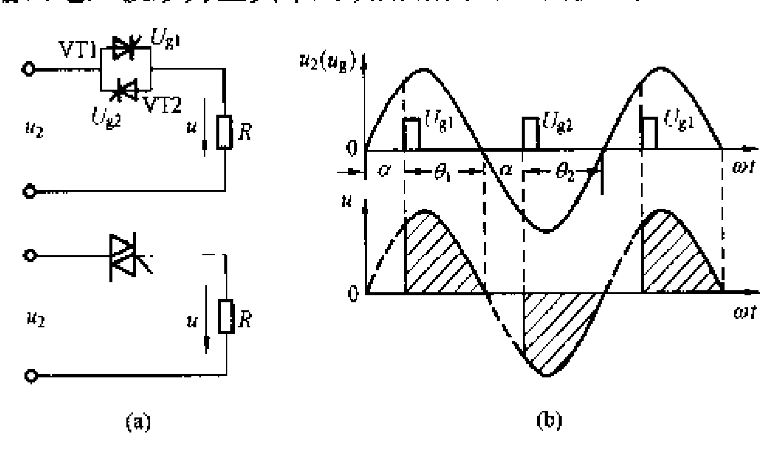


图 5-7　电阻性负载时单相交流调压器的主电路和输出电压波形

负载上交流电压有效值 U 与控制角 α 的关系为

$$U=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(\sqrt{2}U_2\sin\omega t)^2\mathrm{d}(\omega t)}=U_2\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{\pi}}\tag{5-1}$$

电流有效值

$$I=\frac{U}{R}$$

电路功率因数

$$\cos\varphi=\frac{P}{S}=\frac{UI}{U_2I}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{\pi}}\tag{5-2}$$

电路的移相范围为 0～π。

2. 单相交流调压电路的结构和工作情况（阻感性负载）

当负载为电感线圈、交流电动机或变压器绕组时，这种负载称为电感性负载，电

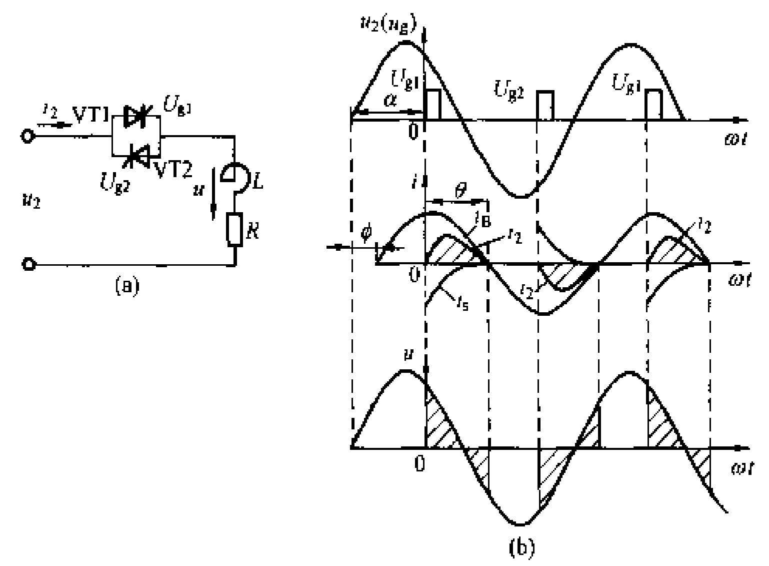


图 5-8　电感性负载时单相交流调压器的主电路和输出波形

路如图 5-8（a）所示。工作情况与单相半波整流电路带电感性负载时相似。当电源电压反向过零时，由于负载电感产生感应电动势阻止电流变化，故电流不能立即为零，此时晶闸管导通角 θ 的大小，不但与控制角 α 有关，而且与负载阻抗角 $\phi(\mathrm{arctg}\,\frac{\omega L}{R})$ 有关。两只晶闸管门极的起始控制点分别定在电源电压每个半周的起始点，α 的最大范围是 $\phi \leqslant \alpha < \pi$，正负半周有相同的 α 角。

当控制角为 α 时，U_{g1} 触发 VT1 导通，这时流过 VT1 管的电流 i_2 有两个分量，即稳定分量 i_B 与自由分量 i_S，经过有关推导（略），其值分别为

稳定分量：$i_B = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z}\sin(\omega t + \alpha - \phi)$

式中
$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}, \phi = \mathrm{arctg}\frac{\omega L}{R} \tag{5-3}$$

$$\text{自由分量：}i_S = -\frac{\sqrt{2}U_2}{Z}\sin(\alpha - \phi)\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} = -\frac{\sqrt{2}U_2}{Z}\sin(\alpha - \phi)\mathrm{e}^{-\frac{\omega t}{\mathrm{tg}\phi}} \tag{5-4}$$

式中，$\tau = \frac{L}{R}$ 为自由分量衰减时间常数。

流过晶闸管的电流，即负载电流为

$$i_2 = i_S + i_B = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z}\left[\sin(\omega t + \alpha - \phi) - \sin(\alpha - \phi)\mathrm{e}^{-\frac{\omega t}{\mathrm{tg}\phi}}\right] \tag{5-5}$$

当 $\alpha > \phi$ 时，电压、电流波形如图 5-8（b）所示。随着电源电流下降过零进入负半周，电路中的电感储藏的能量释放完毕，电流到零，VT1 管才关断。

在 $\omega t = 0$ 时触发管子，$\omega t = \theta$ 时管子关断，将 $\omega t = \theta$ 代入式（5-5）可得

$$\sin(\theta + \alpha - \phi) = \sin(\alpha - \phi)\mathrm{e}^{-\frac{\theta}{\mathrm{tg}\phi}} \tag{5-6}$$

当取不同的 ϕ 角时，$\theta = f(\alpha)$ 的曲线如图 5-9 所示，由图可见：

当 $\alpha > \phi$ 时，$\theta < 180°$，其负载电路处于电流断续状态；当 $\alpha = \phi$，$\theta = 180°$，电流处于临界连续状态；当 $\alpha < \phi$，θ 仍维持 180°，电路已不起调压作用。

（1）当 $\alpha > \phi$ 时，稳定分量 i_B 与自由分量 i_S 如图 5-8（b）所示，叠加后电流波形 i_2 的导通角 $\theta < 180°$，正负半波电流断续，α 愈大 θ 愈小，波形断续愈严重。

（2）当 $\alpha = \phi$ 时，由式（5-4）可知，电流自由分量 $i_S = 0$，$i_2 = i_B$；由式（5-6）可知 $\theta = 180°$。从图 5-8（b）可见，正负半周电流处于临界连续状态，相当于晶闸管失去控

制，负载上获得最大功率，此时电流波形滞后电压 $\phi(=\alpha)$ 角。

(3) 当 $\alpha<\phi$ 时，稳定分量 i_B 与自由分量 i_S 波形如图 5-10 所示，VT1 管的导通角 $\theta>180°$，如果触发脉冲为图 5-10 所示的窄脉冲，则当 U_{g2} 出现时，VT1 的电流还未到零，VT2 管受反压不能触发导通；待 VT1 中电流变到零关断，VT2 开始承受正压时，U_{g2} 脉冲已消失，所以 VT2 无法导通。第三个半周 U_{g1} 又触发 VT1 管，这样使负载只有正半波，电流出现很大的直流分量，电路不能正常工作。

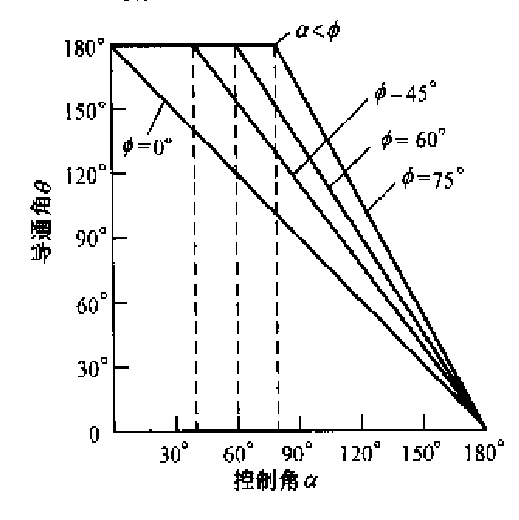


图 5-9 导通角 θ、控制角 α 及阻抗角 ϕ 的关系

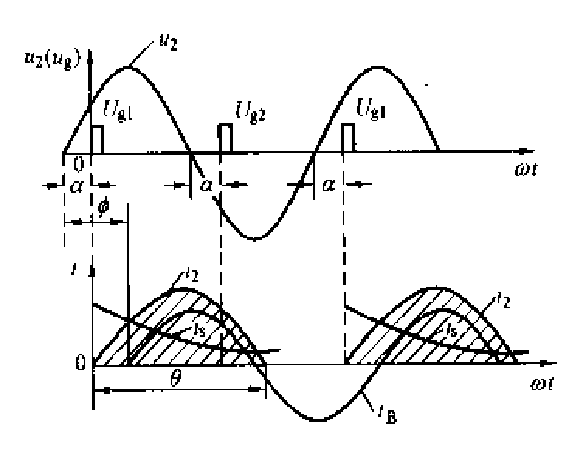


图 5-10 $\alpha<\phi$ 窄脉冲时的电流波形

所以带电感性负载时，晶闸管不能用窄脉冲触发，应当采用宽脉冲列，这样在 $\alpha<\phi$ 时，虽然在刚开始触发晶闸管的几个周期内，两管的电流波形是不对称的，但当负载电流中的自由分量衰减后，负载电流即能得到完全对称连续的波形，电流滞后电源电压 ϕ 角。

综上所述，单相交流调压可归纳为以下三点：

(1) 带电阻性负载时，负载电流波形与单相桥式可控整流交流侧电流波形一致，改变控制角 α 可以改变负载电压有效值，达到交流调压的目的。单相交流调压的触发电路完全可以套用整流触发电路。

(2) 带电感性负载时，不能用窄脉冲触发，否则当 $\alpha<\phi$ 时会发生有一个晶闸管无法导通的现象，电流出现很大的直流分量。

(3) 带电感性负载时，最小控制角为 $\alpha_{min}=\phi$（负载功率因数角），所以 α 的移相范围为 $\phi\sim180°$，而带电阻性负载时移相范围为 $0\sim180°$。

5.2.2 单相交流调压应用电路

晶闸管单相交流调压电路广泛用于工业加热、灯光控制、感应电动机调压调速以及电焊、电解、电镀的交流侧调压等场合。单相交流调压用于小功率调节，广泛用于民用电气控制。

1. 触发二极管触发的交流调压电路

图 5-11 为采用触发二极管的交流调压电路。

触发二极管 VD 是三层 PNP 结构，二个 PN 结有对称的击穿特性，击穿电压通常为 30V 左右，当双向晶闸管 VT 阻断时，电容 C_1 经电位器 *RP* 充电，当 u_{c1} 达到一定数值时，触发二极管击穿导通，双向晶闸管也触发导通，改变 *RP* 的阻值可改变控制角 α。电源反向时，触发管 VD 反向击穿，VT 属（I_+、III_-）触发方式，负载上得到的是正负缺角正弦

波。目前生产的双向晶闸管，不少已经把VD与VT集成在一起，门极经过双向触发管引出，使用时更方便。

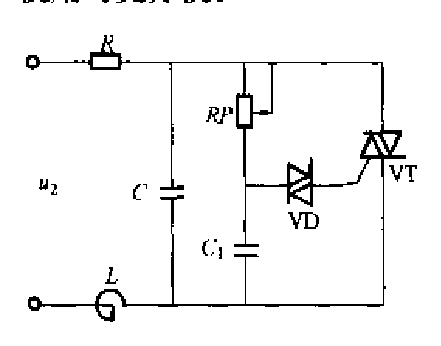


图5-11　触发二极管触发的交流调压电路

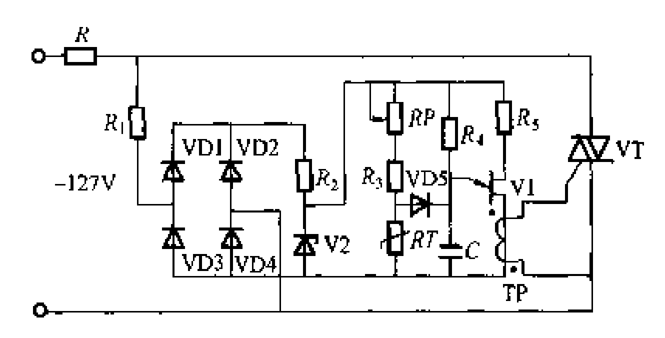


图5-12　单结晶体管触发的交流调压电路

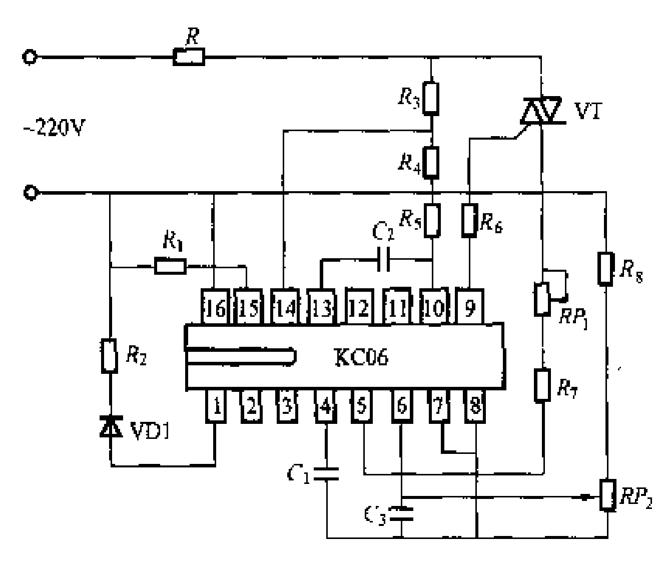


图5-13　KC06触发器触发的晶闸管交流调压电路

2. 单结晶体管触发的交流调压电路

图5-12为单结晶体管触发电路，电路工作在（Ⅰ、Ⅲ）触发状态，热敏电阻用于温度补偿。电路工作请自行分析。

3. KC06触发器触发的晶闸管交流调压电路

如图5-13所示，该触发电路主要适用于交流直接供电的双向晶闸管或反并联普通晶闸管的交流移相控制。由交流电网直接供电，而不需要外加同步信号、输出脉冲变压器和外接直流工作电源。RP_1可调节触发电路锯齿波斜率，R_6、C_2调节脉冲的宽度，RP_2是移相控制电位器。

5.2.3　三相交流调压电路

三相晶闸管交流调压器主电路有几种不同的接线方式，对于不同接线方式的电路而言，其工作过程也不相同。

1. 负载Y形联结带中性线的三相交流调压电路

图5-14为星形带中性线的晶闸管三相交流调压电路。

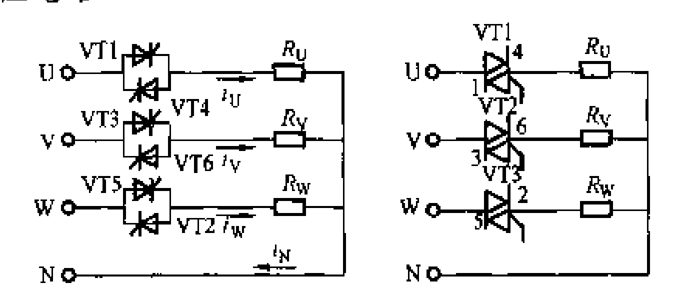


图5-14　星形带中性线的晶闸管三相交流调压电路

它由3个单相晶闸管交流调压器组合而成，三相负载接成星形，其公共点为三相调压器中线，其工作原理和波形与单相交流调压相同。图中晶闸管触发导通的顺序为VT1→VT2→…→VT6。由于存在中性线，每一相可以作为一个单相调压器单独分析，各相负载电压和电流仅与本相的电源电压、负载参数及控制角有关。

在三相正弦交流电路中，由于各相电流i_U、i_V、i_W相位互差120°，中性线电流$i_N=0$。

而在晶闸管交流调压电路中，每相负载电流为正负对称的缺角正弦波，它包含有较大的奇次谐波电流，主要是3次谐波电流。而三相电路中各相3次谐波电流的相位是相同的，中性线的电流 i_N 为一相3次谐波电流的三倍。该电路的缺点是电路中性线内存在3次谐波电流，且数值较大，因此这种电路的应用有一定的局限性。

2. 晶闸管与负载联结成内三角形的三相交流调压电路

图5-15为内三角形联结的三相交流调压器，是3个单相调压器的又一种组合。每相负载与一对反并联的晶闸管串联组成一个单相交流调压器，可以采用单相交流调压器的分析方法分别对各相进行分析。

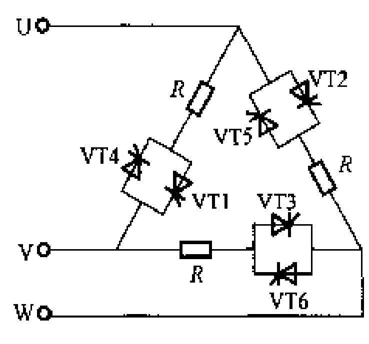


图5-15　内三角形联结的三相交流调压器

该电路的优点是：由于晶闸管串接在三角形内部，流过的是相电流，在同样线电流情况下，管子的容量可降低，另外线电流中无3的倍数次谐波分量。缺点是只适用于负载是三个分得开的单元的情况，因而其应用范围也有一定的局限性。

3. 三相晶闸管接于Y形负载中性点的三相交流调压电路

电路如图5-16所示，它要求负载是三个分得开的单元，用三角形联结的三个晶闸管来代替Y形联结负载的中性点。由于构成中性点的三个晶闸管只能单向导电，因此导电情况比较特殊。从图5-16中电流 i_U 波形可见，输出电流出现正负半周波形不对称，但其面积是相等的，所以没有直流分量。

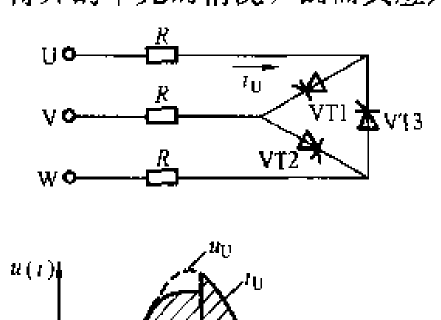


图5-16　晶闸管接于Y形负载中性点的三相交流调压电路

此种电路使用元件少，触发线路简单，但由于电流波形正负半周不对称，故存在偶次谐波，对电源影响与干扰较大。

4. 用三对反并联晶闸管联结成三相三线交流调压电路

电路如图5-17所示，用三对反并联晶闸管作为开关元件，分别接至负载就构成了三相全波星形联结的调压电路。通过改变触发脉冲的相位控制角 α，便可以控制加在负载上的电压的大小。负载可联结成星形也可联结成三角形，对于这种不带零线的调压电路，为使三相电流构成通路，任意时刻至少要有两个晶闸管同时导通。对触发脉冲电路的要求是：①三相正（或负）触发脉冲依次间隔120°，而每一相正、负触发脉冲间隔180°。②为了保证电路起始工作时能两相同时导通，以及在感性负载和控制角较大时，仍能保持两相同时导通，与三相全控整流桥一样，要求采用双脉冲或宽脉冲触发（脉宽大于60°）。为了保证输出电压对称可调，应保持触发脉冲与电源电压同步。

这种联结方式是典型的三相调压电路联结方式，下面以星形负载为例，结合图5-17所示电路，具体分析触发脉冲相位与调压电路输出电压的关系。

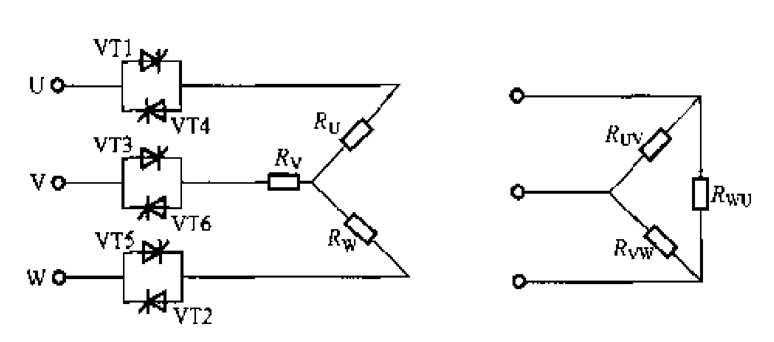


图5-17　全波星形联结的无中线三相调压电路

(1) 三相调压电路在纯电阻性负载时的工作情况。

1) 控制角 $\alpha = 0°$。

$\alpha = 0°$ 即是在相应每相电压的过零处给晶闸管加触发脉冲（注意与三相整流电路控制角定义的区别），即过零变正时触发正向晶闸管，过零变负时触发反向晶闸管。这时的晶闸管相当于二极管，三相正反方向电流都畅通，相当于一般的三相交流电路。图 5 - 18（b）为触发脉冲分配图，脉冲间隔为 60°。

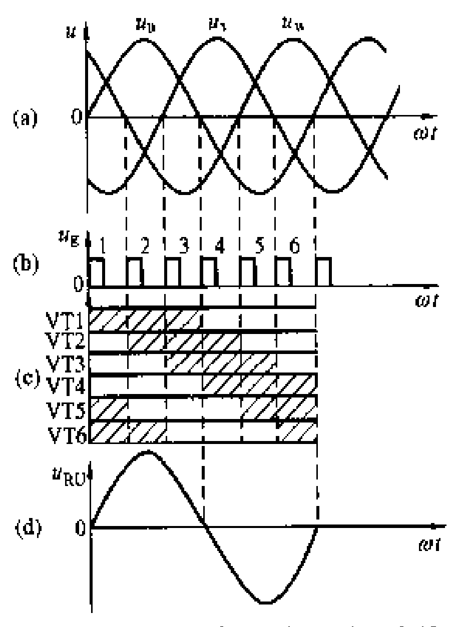


图 5 - 18 三相全波星形无中线调压电路 $\alpha = 0°$ 时的波形

对应于触发脉冲分配图可以确定各管子的导通区间。例如 VT1 在 U 相电压过零变正时导通，变负时承受反向电压而自然关断；而 VT4 在 U 相电压过零变负时导通，变正时承受反向电压而自然关断。这样 VT1 在 U 相电压正半周导通，VT4 在 U 相电压负半周导通。V、W 两相导通情况与此相同。管子导通顺序为 VT1、VT2、VT3、VT4、VT5、VT6，每管导通角 $\theta = 180°$，除换流点外，任何时刻都有 3 个晶闸管导通。晶闸管 VT1 ~ VT6 的导通区间如图 5 - 18（c）所示。

由导通区间可以判断各相负载所获得的电压。由于各相在整个正半周正向晶闸管导通，而负半周反向晶闸管导通，所以负载上获得的调压电压仍为完整的正弦波。$\alpha = 0°$ 时如果忽略晶闸管的管降压，此时调压电路相当于一般的三相交流电路，加到其负载上的电压是额定电源电压。图 5 - 18（d）为 U 相负载电压波形。

归纳 $\alpha = 0°$ 时的导通特点如下：每管持续导通 180°；每 60° 区间有三个晶闸管同时导通。

2) 控制角 $\alpha = 30°$。

$\alpha = 30°$ 意味着各相电压过零后 30° 触发相应晶闸管。以 U 相为例，u_U 过零变正后 30° 发出 VT1 的触发脉冲 U_{g1}，u_U 过零变负后 30° 发出 VT4 的触发脉冲 U_{g4}。V、W 两相类似。图 5 - 19（b）为触发脉冲分配图。

对应于触发脉冲也可确定各管导通区间。VT1 从 U_{g1} 发出触发脉冲开始导通，u_U 过零变负时关断；VT4 从 U_{g4} 发出触发脉冲时导通，则 u_U 过零变正时关断。V、W 两相类似。图 5 - 19（c）为晶闸管的导通区间图。

同样由导通区间可计算各相负载所获得的调压电压，以 U 相正半周为例，各区间晶闸管的导通情况、负载电压情况如表 5 - 1 所示。

表 5 - 1　　各区间晶闸管的导通、负载电压情况

ωt	0° ~ 30°	30° ~ 60°	60° ~ 90°	90° ~ 120°	120° ~ 150°	150° ~ 180°
晶闸管导通情况	VT5、VT6 导通	VT1、VT5、VT6 导通	VT1、VT6 导通	VT1、VT2、VT6 导通	VT1、VT2 导通	VT1、VT2、VT3 导通
R_U	0	u_U	$(1/2)u_{UV}$	u_U	$(1/2)u_{UW}$	u_U

U相负半周各时域输出电压与正半周反向对称。V、W两相各时域电压分析方法同上。图5-19（d）为U相输出电压波形。

归纳 $\alpha=30°$ 时的导通特点如下：每管持续导通150°；有的区间由两个晶闸管同时导通构成两相流通回路，有的区间三个晶闸管同时导通构成三相流通回路。

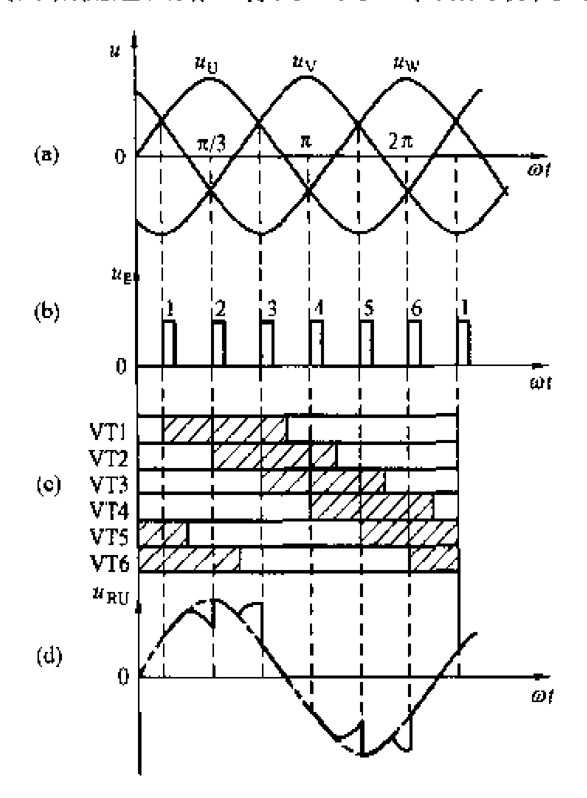


图5-19　三相全波星形无中线调压电路 $\alpha=30°$ 时的波形

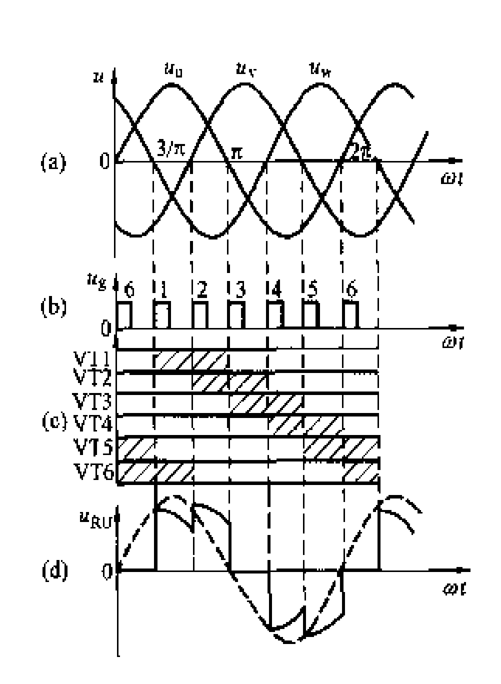


图5-20　三相全波星形无中线调压电路 $\alpha=60°$ 时的波形

3）控制角 $\alpha=60°$。

$\alpha=60°$ 情况下的具体分析与 $\alpha=30°$ 相似。这里仅给出 $\alpha=60°$ 时的脉冲分配图、导通区间和U相负载电压波形如图5-20所示，可自行分析。

归纳 $\alpha=60°$ 时的导通特点如下：每个晶闸管导通120°；每个区间由两个晶闸管构成回路。

4）触发角 $\alpha=90°$。

图5-21（b）为 $\alpha=90°$ 时各晶闸管的脉冲分配图，利用这个脉冲分配图，如果仍用 $\alpha=30°$、$\alpha=60°$ 时的导通区间分析，认为正半周或负半周结束就意味着相应晶闸管的关断，那么我们就得到如图5-21（c）所示的导通区间图。

事实上图5-21（c）所示的导通区间是错误的。因为它出现了这样一种情况：有的区间只有一个管子导通，如 $\omega t=0°\sim30°$ 只有VT5导通，$\omega t=60°\sim90°$ 只有VT6导通，……显然这是不可能的，因为一只晶闸管不能构成回路。下面我们来分析 $\alpha=90°$ 时的正确导通区间，以VT1的通断为例。

首先假设触发脉冲 U_g 有足够的宽度：大于60°。则在触发VT1时，VT6还有触发脉冲，由于此时（ωt_1 时刻）$u_U>u_V$，VT6可以和VT1一起导通，由U、V两相构成

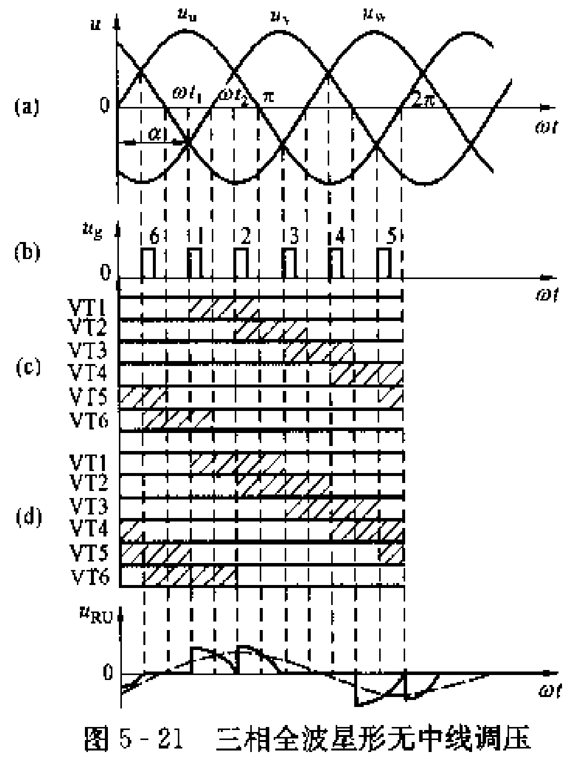


图 5-21 三相全波星形无中线调压电路 $\alpha=90^\circ$ 时的波形

回路，电流流过：VT1→U相负载→V相负载→VT6，这种状态维持到什么时候呢？只要 $u_U>u_V$，VT1、VT6就能随正压导通下去。一直到开始 $u_U<u_V$（ωt_2 时刻），VT1、VT6才能同时关断。同样，当 U_{g2} 到来时，VT1的触发脉冲 U_{g1} 还存在，又由于 $u_U>u_W$，使得VT2和VT1能随正压一起触发导通，构成UW相回路，如此下去，可以知道每个管子导通后，与前一个触发的管子一起构成回路导通60°后关断，然后又与新触发的下一个管子一起构成回路再导通60°后关断。图5-21（d）即为其正确的导通区间图。

因此，由负载电压 u_{RU} 可以看出，正、负半周波形是反向对称的，如图5-21（e）所示。各区间晶闸管的导通情况、负载电压如表5-2所示。

表 5-2　　各区间晶闸管的导通、负载电压情况

ωt	0° ~ 30°	30° ~ 90°	90° ~ 150°	150° ~ 180°
晶闸管导通情况	VT4、VT5导通	VT5、VT6导通	VT1、VT6导通	VT1、VT2导通
u_{RU}	$(1/2)u_{UW}$	0	$(1/2)u_{UV}$	$(1/2)u_{UW}$

归纳起来 $\alpha=90^\circ$ 时的导通特点如下：每管导通120°，每个区间有两个晶闸管导通。

5）触发角 $\alpha=120^\circ$。

同 $\alpha=90^\circ$ 的情况一样，我们仍然假设触发脉冲脉宽大于60°。

从图5-22可知，在 $\alpha=120^\circ$（ωt_1）触发VT1时，VT6的触发脉冲仍未消失，而这时（ωt_1 时刻）又有 $u_U>u_V$，于是VT1与VT6一起随正压导通，构成U、V相回路，到（ωt_2 时刻）$u_U<u_V$ 又同时关断。而触发VT2时，又由于VT1的触发脉冲还未消失，于是VT2与VT1一起导通，又构成UW回路，到 $u_U<u_W$ 时，VT1、VT2又同时关断，如此下去，每个管子与前一个触发的管子一起通30°后关断，等到下一个管子触发再与其一起构成回路并导通30°。图5-22示出了负载上的U相电压和一个周期中晶闸管的导通情况。

以U相负载电压为例，各区间晶闸管的导通情况、负载电压如表5-3所示：

表 5-3　　各区间晶闸管的导通、负载电压情况

ωt	0° ~ 30°	30° ~ 60°	60° ~ 90°	90° ~ 120°	120° ~ 150°	150° ~ 180°
晶闸管导通情况	VT4、VT5导通	VT1 ~ VT6均不导通	VT5、VT6导通	VT1 ~ VT6均不导通	VT1、VT6导通	VT1 ~ VT6均不导通
u_{RU}	$(1/2)u_{UW}$	0	0	0	$(1/2)u_{UV}$	0

图5-22（d）为U相负载电压 u_{RU} 波形。

归纳 $\alpha=120°$ 时的导通特点如下：每个晶闸管触发后通30°，断30°，再触发导通30°；各区间要么由两个管子导通构成回路，要么没有管子导通。

6）控制角 $\alpha \geqslant 150°$ 时。

$\alpha \geqslant 150°$ 以后，负载上没有交流电压输出。以VT1的触发为例，当 U_{g1} 发出时，尽管VT6的触发脉冲仍存在，但电压已过了 $u_U > u_V$ 区间，这样，VT1、VT6即使有脉冲也没有正向电压，别的管子没有触发脉冲，更不可能导通，因此从电源到负载构不成通路，输出电压为零。

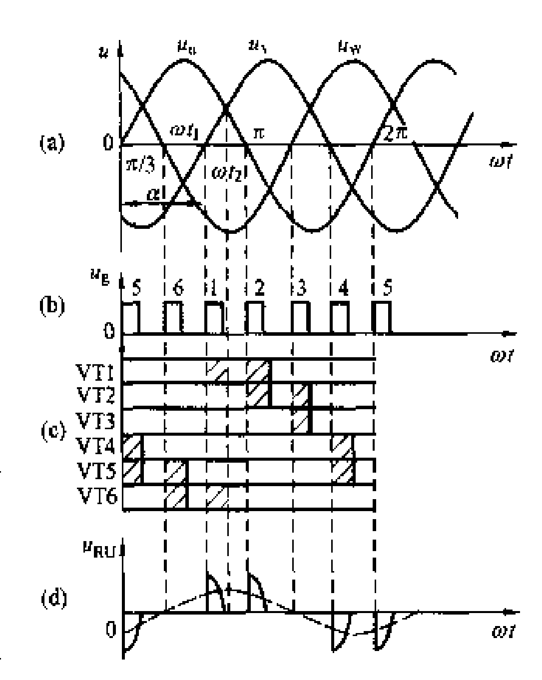


图5-22 三相全波星形无中线调压电路 $\alpha=120°$ 时的波形

由图5-18至图5-22可以看出，$\alpha=0°$ 时调压电路输出全电压，α 增大则输出电压减小，$\alpha=150°$ 时输出电压为零。控制角 α 由0°至150°变化则输出电压从最大到零连续变化。此外，随着 α 角的增大，电流的不连续程度增加，每相负载上的电压已不是正弦波，但正、负半周对称。因此，调压电路输出电压中只有奇次谐波，以三次谐波所占比重最大。但由于这种线路没有零线，故无三次谐波通路，减少了三次谐波对电源的影响。

（2）三相调压电路在电感性负载时的工作情况。

单相交流调压电路在电阻-电感性负载下的工作情况，我们已作了较详细的分析。三相交流调压电路在电感性负载下的情况要比前者复杂得多，所以很难用数学表达式进行描述。从实验可知，当三相交流调压电路带电感性负载时，同样要求触发脉冲为宽脉冲，而脉冲移相范围为：$\phi \leqslant \alpha \leqslant 150°$。

5.2.4 三相交流调压应用电路

作为晶闸管三相交流调压的应用，下面介绍一个成套产品——KJF系列双向晶闸管调压调速装置。

1. 主要技术指标

（1）控制对象：三相异步电动机、交流输入三相50Hz，进线电压380V。

（2）装置功率：小于40kW。

（3）调速范围：5∶1左右，对力矩电动机可达10∶1。

（4）稳态精度：静态误差不大于2.5%～5.5%。

（5）控制电压：0～8V。

（6）交流输出：交流三相电压连续可调。

该调压装置既能对异步电动机实现无级平滑调速，也能作为工业加热、灯光控制用的交流调压器。

2. 系统原理图

系统原理图如图5-23所示。

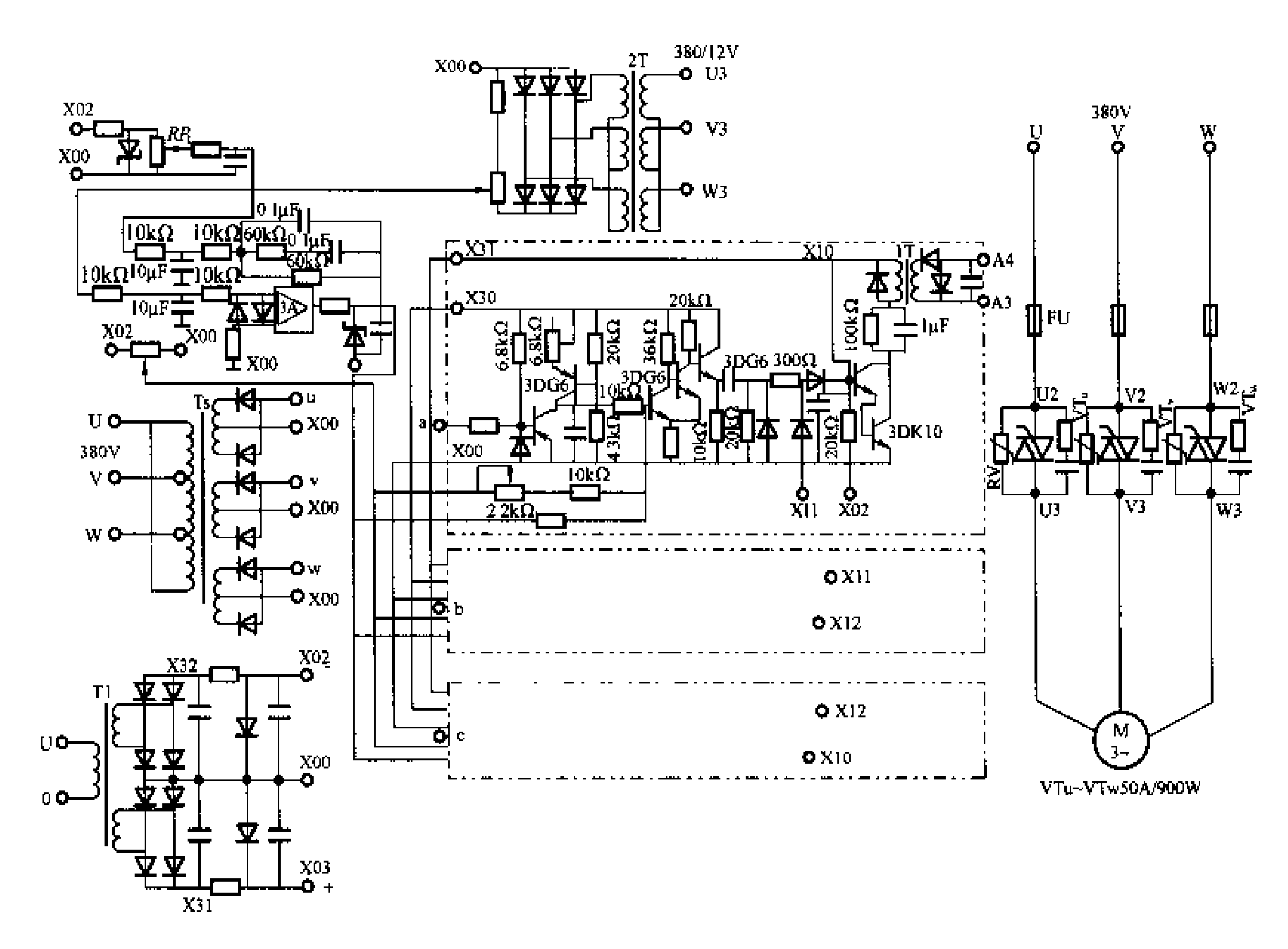


图 5-23 KJF 系列双向晶闸管调压调速系统原理图

(1) 主电路。本系统采用三只双向晶闸管，它具有体积小，控制极接线简单。U、V、W 为交流输入端。U3、V3、W3 为输出端——接电动机定子绕组。为了保护晶闸管，在晶闸管两端接有阻容吸收装置和压敏电阻。

(2) 控制电路。速度给定电位器 RP_1 所给出的电压经运算放大器 3A 组成的速度调节器送入移相触发电路。3A 还可得到来自测速发电机的转速反馈信号或来自受电器端电压的电压反馈信号，以构成闭环系统。

(3) 移相触发器。双向晶闸管有四种触发方式，本系统中采用“Ⅰ”和“Ⅲ”方式，即要求在主电路电压正、负半波时都给出一个负脉冲，因为负脉冲触发所需要的门极电压和电流较小，可保证可靠触发。TS 是同步变压器，为保证晶闸管在正、负半波电压时都能被触发，且又有足够的移相范围，所以 TS 采用 D/Y—11 的接线方式。

移相触发器电路采用锯齿波同步方式。可产生双脉冲并有强触发脉冲电源（+40V）经 X 31送到脉冲变压器的初级侧。

5.3 晶闸管交-交变频器

交-交变频电路是不通过中间环节而把工频交流电直接变换成不同频率交流电的变频电路，故又称为直接变频器或周波变换器（Cycloconverter）。因为没有中间直流环节，仅用一

次变换就实现了变频，所以效率较高。大功率交流电动机调速系统所用的变频器主要是交-交变频器。

目前，自关断型变频器受自关断器件容量的限制，功率还不能做得很大。强制关断型功率受到换相电容的换相能力限制，同样功率不能做得很大。而普通晶闸管容量大，价格便宜，自然换相可靠，所以对于大功率变频器来说，一般采用由普通晶闸管组成的、采用自然换相方式的变频器。所以，交-交变频器大多数由普通晶闸管元件构成。

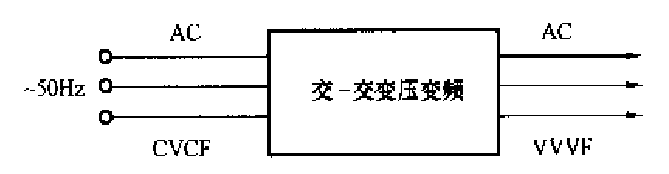


图 5-24 交-交变频器的主要构成环节

交-交变频器的主要构成环节如图 5-24 所示。

生产中所用的交-交变频器大多是三相交-交变频电路，但单相输出的交-交变频电路是其基础。下面首先讨论单相交-交变频电路。

5.3.1 单相交-交变频电路

1. 基本结构和工作原理

图 5-25 是单相交-交变频电路的原理图。电路由两组反并联的晶闸管可逆变流器构成，和直流可逆调速系统用的四象限变流器完全一样，两者的工作原理也非常相似。

根据控制角 α 的变化方式的不同，有方波型交-交变频器、正弦波型交-交变频器之分。

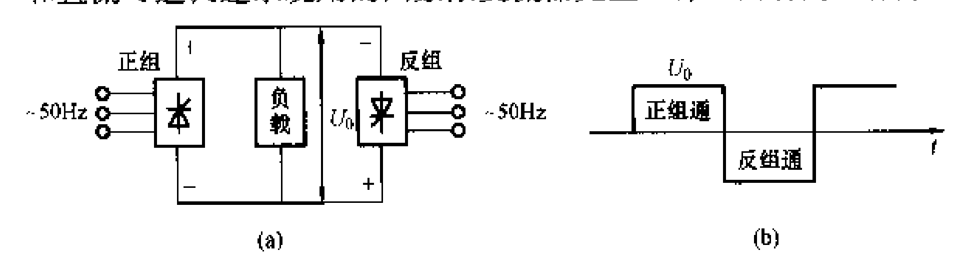


图 5-25 单相交-交变频器的主电路及输出电压波形

(a) 电路原理图；(b) 方波型平均输出电压波形

(1) 方波型交-交变频器。

单相方波型交-交变频器的主电路如图 5-25 (a) 所示，图中负载由正组与反组晶闸管整流电路轮流供电。各组所供电压的高低由移相控制角 α 控制。当正组供电时，负载上获得正向电压；当反组供电时，负载上获得负向电压。

如果在各组工作期间 α 角不变，则输出电压 U_0 为矩形波交流电压，如图 5-25 (b) 所示。改变正反组切换频率可以调节输出交流电的频率，而改变 α 的大小即可调节矩形波的幅值，从而调节输出交流电压 U_0 的大小。

(2) 正弦波型交-交变频器。

正弦波型交-交变频器的主电路与方波型的主电路相同，但正弦波型交-交变频器可以输出平均值按正弦规律变化的电压，克服了方波型交-交变频器输出波形高次谐波成分大的缺点，故作为变频器它比前一种更为实用。

2. 输出正弦波形的获得方法

在正组桥整流工作时，设法使控制角 α 由大到小再变大，如从 $\pi/2\to0\to\pi/2$，必然引起输出的平均电压由低到高再到低的变化，如图 5-26 (a) 所示。而在正组桥逆变工作时，使控制角由小变大再变小，如从 $\pi/2\to\pi\to\pi/2$，就可以获得图 5-26 (b) 所示的平均值可

变的负向逆变电压。但 α 按什么规律去控制，才能使输出电压平均值的变化规律成为正弦型呢?

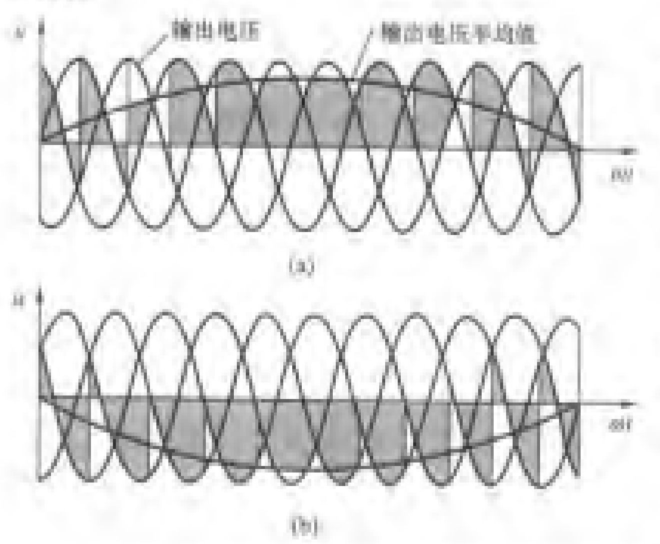


图 5-26　正弦型交-交变频器的输出电压波形
(a) 整流状态波形；(b) 逆变状态波形

通常采用的方法是余弦交点法。其移相控制角 α 的变化规律应使得整流输出电压的瞬时值最接近于理想正弦电压的瞬时值，即整流输出电压瞬时值与理想正弦电压瞬时值相等。

设希望的理想正弦电压瞬时值为：$u = U_n \sin\omega t$；整流输出电压瞬时值由整流组Ⅰ与整流组Ⅱ切换提供，各整流组输出电压瞬时值为：

$$u_{\mathrm{I}} = U_{dm}\cos\alpha_{\mathrm{I}};\ u_{\mathrm{II}} = -U_{dm}\cos\alpha_{\mathrm{II}}$$

式中　U_{dm}——整流组所能输出的最高直流电压。

当Ⅰ组开放时，$u = u_{\mathrm{I}}$，即 $U_n \sin\omega t = U_{dm}\cos\alpha_{\mathrm{I}}$；

当Ⅱ组开放时，$u = u_{\mathrm{II}}$，即 $U_n \sin\omega t = -U_{dm}\cos\alpha_{\mathrm{II}}$。

于是 $\alpha_{\mathrm{I}} = \arccos\left(\dfrac{U_n}{U_{dm}}\sin\omega t\right) = \arccos(K_u \sin\omega t)$；

$$\begin{aligned}\alpha_{\mathrm{II}} &= \arccos\left(-\frac{U_n}{U_{dm}}\sin\omega t\right)\\ &= \arccos(-K_u \sin\omega t)\\ &= \pi - \alpha_{\mathrm{I}}\end{aligned}$$

式中，$K_u = \dfrac{U_n}{U_{dm}}$ 为要求整流组输出的峰值直流电压与整流组所能输出的最大直流电压之比，称为输出电压比。上述式子就是用余弦交点法求变流电路控制角 α 的基本公式。

3. 输出电压有效值和频率的调节

改变给定正弦波的幅值和频率，它与余弦同步信号的交点也改变，从而改变了正、反组电源周期各相中的 α，达到调压和变频的目的。

交-交变频电路的输出电压并不是平滑的正弦波形，而是由若干段电源电压拼接而成的。在输出电压的一个周期内，所包含的电源电压段数越多，其波形就越接近正弦波。交-交变频电路的正反两组变流电路通常采用三相桥式电路，这样，在电源电压的一个周期内，输出电压将由 6 段电源电压组成。如采用三相半波电路，则电源电压一个周期内输出的电压只由 3 段电源相电压组成，波形变差，因此很少使用。从原理上看，也可以采用单相整流电路，但这时波形更差，故一般不用。

4. 无环流控制及有环流控制

前面的分析都是基于无环流工作方式进行的。为保证负载电流反向时无环流，系统必

须留有一定的死区时间，这就使得输出电压的波形畸变增大。为了减小死区的影响，应在确保无环流的前提下尽量缩短死区时间。另外，在负载电流发生断续时，相同 α 角时的输出电压被抬高，这也造成输出波形的畸变，须采取一定措施对其进行补偿。电流死区和电流断续的影响限制了输出频率的提高。

交-交变频电路也可以采用有环流控制方式。这种方式和直流可逆调速系统中的有环流方式类似，在正反两组变流器之间设置环流电抗器。运行时，两组变流器都施加触发脉冲，并且使正组触发角 α_{I} 和反组触发角 α_{II} 保持 $\alpha_{\mathrm{I}}+\alpha_{\mathrm{II}}=180°$ 的关系。由于两组变流器之间流过环流，可以避免出现电流断续现象并可消除电流死区，从而使变频电路的输出特性得以改善，还可提高输出上限频率。

有环流控制方式可以提高变频器的性能，在控制上也比无环流方式简单。但是在两组变流器之间要设置环流电抗器，变压器二次侧一般也需双绕组（类似直流可逆调速系统的交叉连接方式），因此使设备成本增加。另外，在运行时，有环流方式的输入功率比无环流方式略有增加，使效率有所降低。因此目前应用较多的还是无环流方式。

总之，交-交变频器由于其直接变换的特点，效率较高，可方便地进行可逆运行。但主要缺点是：①功率因数低；②主电路使用晶闸管元件数目多，控制电路复杂；③变频器输出频率受到其电网频率的限制，最大变频范围在电网频率二分之一以下。因此，交-交变频器一般只适用于球磨机、矿井提升机、电动车辆、大型轧钢设备等低速大容量拖动场合。

5.3.2 三相-单相交-交变频电路

将两组三相可逆整流器反并联即可构成三相-单相交-交变频电路。图5-27为采用两组三相半波整流的线路，图5-28则为采用两组三相可逆桥式整流的线路。

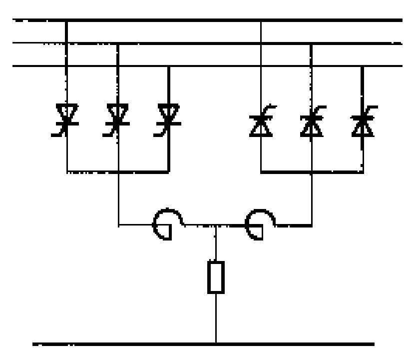


图5-27 三相半波-单相交-交变频电路

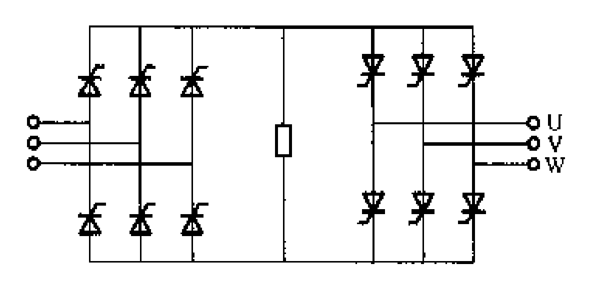


图5-28 三相桥式-单相交-交变频电路

三组三相-单相变频电路可以组合成三相-三相的交-交变频电路。具体可见图5-31、图5-32的电路结构。

5.3.3 三相交-交变频电路

交-交变频器主要用于交流调速系统中，因此实际使用的主要是三相交-交变频器。三相交-交变频器电路是由三组输出电压相位互差120°的单相交-交变频电路组成的，上面的许多分析和结论对三相交-交变频电路也是适用的。

1. 电路的接线方式

三相交-交变频电路主要有两种接线方式，即公共交流母线进线方式和输出星形联结

方式。

（1）公共交流母线进线方式。

图5-29是采用公共交流母线进线方式的三相交-交变频电路原理图，它由三组彼此独立的、输出电压相位互相差开120°的单相交-交变频电路组成，它们的电源进线通过电抗器接在公共的交流母线上。因为电源进线端公用，所以三组单相变频电路的输出端必须隔离。为此，交流电动机的三个绕组必须拆开，共引出六根线。公共交流母线进线三相交-交变频电路主要用于中等容量的交流调速系统。

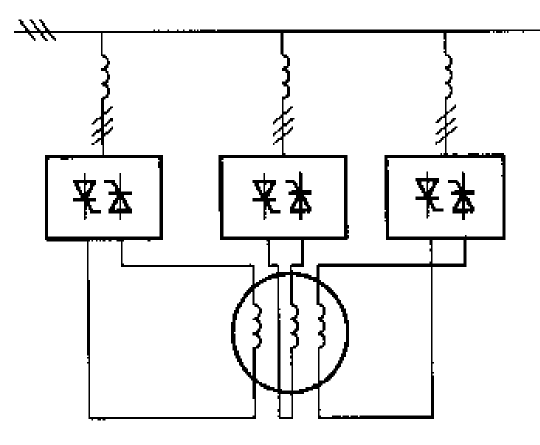


图5-29 公共母线进线方式的三相交-交变频电路

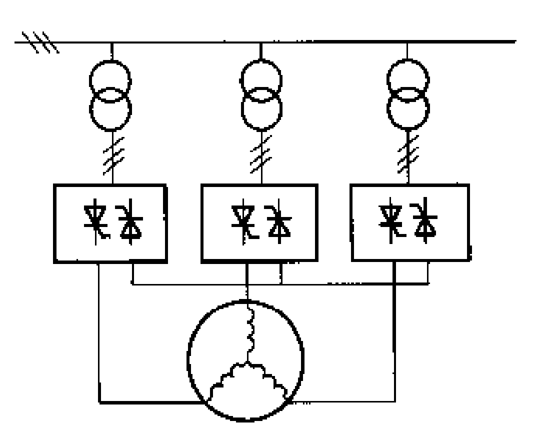


图5-30 输出星形联结方式的三相交-交变频电路

（2）输出星形联结方式。

图5-30是输出星形联结方式的三相交-交变频电路原理。三组单相交-交变频电路的输出端星形联结，电动机的三个绕组也是星形联结，电动机的中性点不和变频器的中性点接在一起，电动机只引出三根线即可。图5-30为三组单相变频器连接在一起，其电源进线就必须隔离，所以三组单相变频器分别用三个变压器供电。

由于变频器输出端中性点不和负载中性点相连接，所以在构成三相变频器的六组桥式电路中，至少要有不同相的两组桥中的四个晶闸管同时导通才能构成回路，形成电流。同一组桥内的两个晶闸管靠双脉冲保证同时导通。两组桥之间靠足够的脉冲宽度来保证同时有触发脉冲。每组桥内各晶闸管触发脉冲的间隔约为60°，如果每个脉冲的宽度大于30°，那么无脉冲的间隔时间一定小于30°，这样，如图5-29所示，尽管两组桥脉冲之间的相对位置是任意变化的，但在每个脉冲持续的时间里，总会在其前部或后部与另一组桥的脉冲重合，使四个晶闸管同时有脉冲，形成导通回路。

2. 具体电路结构

下面列出了二种三相交-交变频电路的电路结构。图5-31为三相桥式整流器组成的三相-三相交-交变频电路，采用公共交流母线进线方式；图5-32为三相桥式整流器组成的三相-三相交-交变频电路，给电动机负载供电，采用输出星形联结方式（负载未画出）。

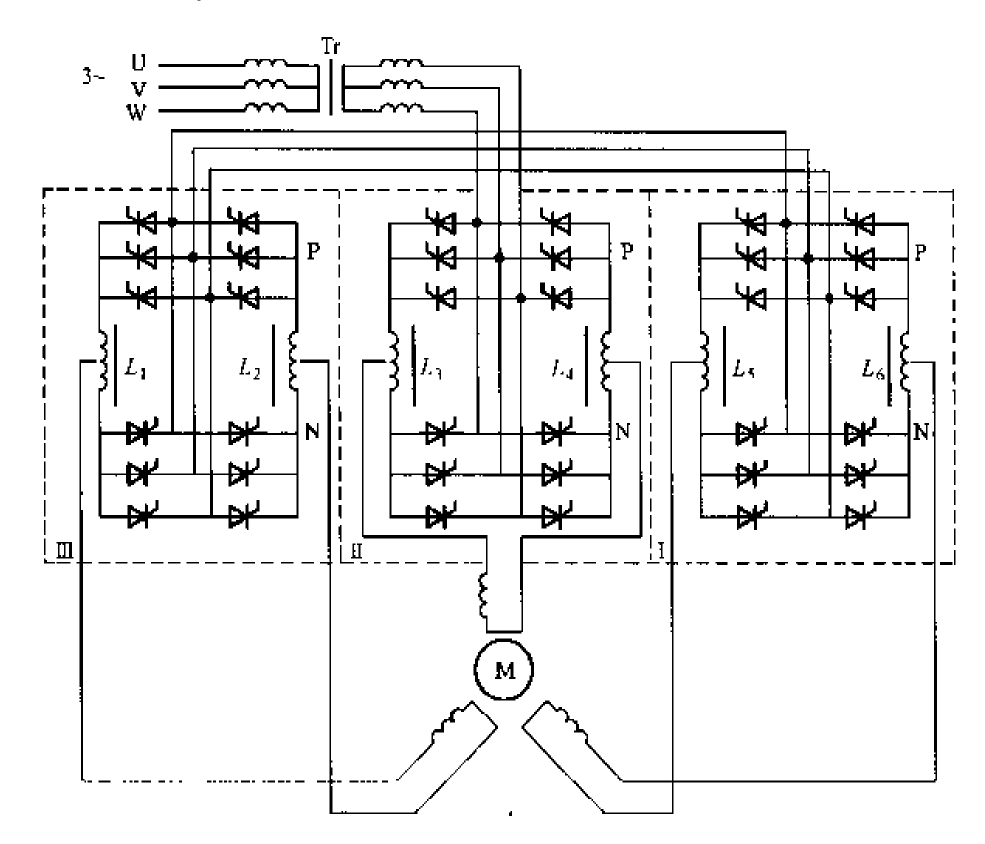


图5-31　三相桥式整流器组成的三相-三相交-交变频电路
（公共母线进线方式）

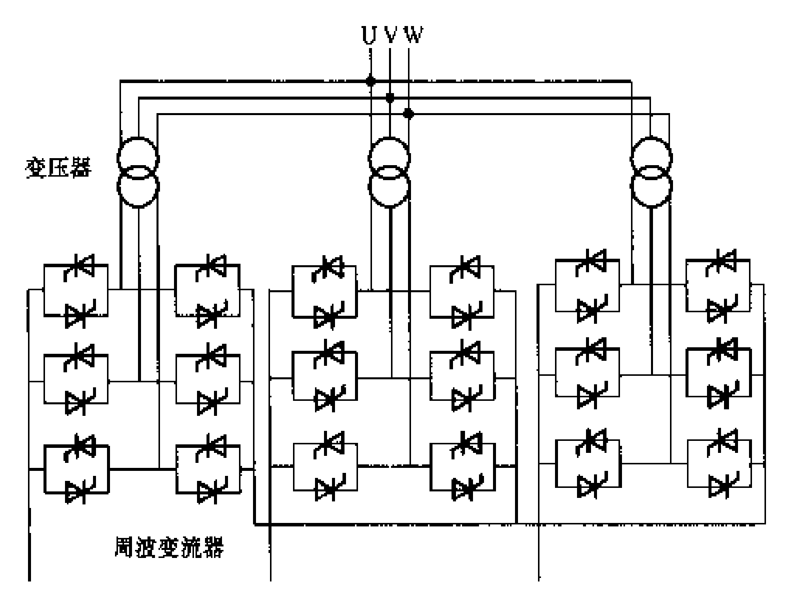


图5-32　三相桥式整流器组成的三相-三相交-交变频电路
（星形联结方式）

思考题与习题

5-1　在交流调压电路中，采用相位控制和通断控制各有什么优缺点？为什么通断控制适用于大惯性负载？

5-2　试分析带电阻性负载的三相星形调压电路，在控制角$\alpha=30°$、$45°$、$120°$、$135°$四种情况下

的晶闸管导通区间分布及主电路输出波形?

5-3 单相交流调压电路，负载阻抗角为30°，问控制角α的有效移相范围有多大? 如为三相交流调压电路，则α的有效移相范围又为多大?

5-4 试从电压波形、功率因数、电源容量、设备重量及控制方式等几方面，分析比较采用晶闸管交流调压与采用自耦调压器交流调压的不同?

5-5 用一对反并联的晶闸管和使用一只双向晶闸管进行交流调压时，它们的主要差别是什么?

5-6 一电阻性负载加热炉由单相交流调压电路供电，如$\alpha=0°$时为输出功率最大值，试求功率为80%、50%时的控制角α。

5-7 一晶闸管单相交流调压器，用于控制由220V交流电源供电、电阻为0.5Ω、感抗为0.5Ω的串联负载电路的功率。试求：(1) 控制角范围；(2) 负载电流的最大有效值；(3) 最大功率和这时的功率因数；(4) 当$\alpha=2\pi$时晶闸管电流的有效值、导通角和电源侧功率因数。

5-8 单相交流晶闸管调压器用于电源220V，阻感负载：$R=9\Omega$、$L=14mH$。当$\alpha=20°$时，求负载电流有效值及其表达式。

5-9 两晶闸管反并联的单相交流调压电路，输入电压$U_2=220V$，负载电阻R=5Ω。如晶闸管开通100个电源周期，关断80个电源周期，求：(1) 输出电压有效值；(2) 输出平均功率；(3) 输入功率因数；(4) 单个晶闸管的电流有效值。

5-10 采用两晶闸管反并联的单相调压电路，输入电压220V，负载为RL串联，其中$R=1\Omega$，$L=5.5mH$。求：(1) 控制角移相范围；(2) 负载电流最大值；(3) 最大输出功率；(4) 输入功率因数。

5-11 采用两个晶闸管反并联的三相交流调功电路，线电压$U_l=380V$，对称负载电阻$R=2\Omega$，三角形连接，若采用通断控制，导电时间为15个电源周期，负载平均功率为43.3kW，求控制周期和通断比。

5-12 一台220V、10kW的电炉，采用晶闸管单相交流调压，现使其工作在5kW，试求：电路的控制角α、工作电流及电源侧功率因数。

5-13 某单相反并联调功电路，采用工频交流供电、过零触发。$u_2=220V$，负载电阻$R=1\Omega$，在设定周期T_C内，使晶闸管导通0.5S、断开0.3S，试计算送到电阻负载上的功率与假定晶闸管一直导通时所送出的功率。

第6章 直流-直流变换电路

本章要点

- 直流斩波电路的基本结构和分类；
- 单象限直流斩波器（降压式、升压式、升降压式、Cuk电路）的基本电路结构、工作原理和波形；
- 直流电动机负载时的不可逆PWM斩波器（单象限斩波器、双象限斩波器）、可逆PWM斩波器（四象限斩波器——单极式、双极式）的基本电路结构、工作原理和波形；
- 软开关的基本概念。

将一种幅值的直流电压变换成另一幅值固定或大小可调的直流电压的过程称为直流一直流电压变换。它的基本原理是通过对电力电子器件的通断控制，将直流电压断续地加到负载上，通过改变占空比D来改变输出电压的平均值。它是一种开关型DC/DC变换电路，俗称斩波器（Chopper）。直流变换技术被广泛应用于可控直流开关稳压电源、焊接电源和直流电机的调速控制，它以体积小、重量轻、效率高等优点在机械、通信等领域得到广泛的应用。

在直流斩波器中，由于输入电源为直流电，电流无自然过零点，半控元件（如晶闸管）的切换只能通过一些强迫换流措施来实现。由于强迫换流电路需要较大的换流电容器、辅助晶闸管等，造成了线路的复杂化和成本的提高。因此，直流斩波器多以全控型电力电子器件（如GTO、GTR、P-MOSFET和IGBT等）等具有自关断能力的器件作为开关器件。

6.1 直流斩波器的工作原理和分类

6.1.1 直流斩波器的基本结构和工作原理

图6-1(a)是直流斩波器的原理图。图中开关S可以是各种全控型电力电子开关器件，输入电源电压E为固定的直流电压。当开关S闭合时，直流电流经过S给负载RL供电；开关S断开时，直流电源供给负载RL的电流被切断，L的储能经二极管VD续流，负载RL两端的电压接近于零。

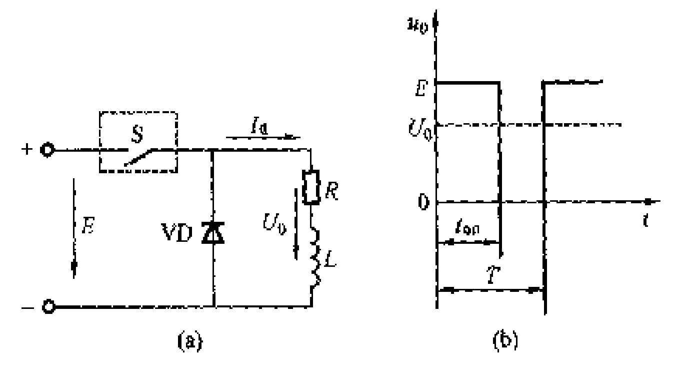


图6-1 脉宽调速系统原理图

(a) 原理图；(b) 波形图

如果开关S的通断周期T不变而只改

变开关的接通时间t_{on}，则输出脉冲电压宽度相应改变，从而改变了输出平均电压。脉冲波形见图6-1（b），其平均电压为

$$U_0=\frac{1}{T}\int_0^{t_{on}}E\mathrm{d}t=\frac{t_{on}}{T}E=DE \tag{6-1}$$

式中 T——输出脉冲电压周期；

t_{on}——开关导通时间；

$D=\frac{t_{on}}{T}$为占空比，$0\leqslant D\leqslant 1$。

根据控制开关S对输入直流电压调制方式的不同，直流斩波电路有三种不同的斩波形式，即：

（1）脉冲宽度调制方式（Pulse Width Modulation，缩写为PWM）。斩波开关的调制周期T不变，调节斩波开关导通时间t_{on}与关断时间t_{off}的比值。

（2）脉冲频率调制形式。斩波开关导通时间t_{on}不变，改变斩波开关的工作周期T。

（3）混合调制形式。同时改变斩波开关导通时间t_{on}和斩波开关的工作周期T。采取这种调制方法，输出直流平均电压的可调范围较宽，但控制电路较复杂。

在这三种方法中，除在输出电压调节范围要求较宽时采用混合调制外，一般都采用频率调制或脉宽调制，原因是它们的控制电路比较简单。又由于当输出电压的调节范围要求较大时，如果采用频率调制，势必要求频率在一个较宽的范围内变化，这就使得后续滤波器电路的设计比较困难，如果负载是直流电动机，在输出电压较低的情况下，较长的关断时间会使流过电动机的电流断续，使直流电动机的运转性能变差，因此在直流斩波器中，比较常用的是脉冲宽度调制。

6.1.2 直流斩波器的分类

直流斩波器按照上述调制形式可分为①脉冲宽度调制（PWM）；②脉冲频率调制（PFM）；③混合调制。

按变换电路的功能分类有①降压式直流-直流变换（Buck Converter）；②升压式直流-直流变换（Boost Converter）；③升压－降压复合型直流-直流变换（Boost-Buck Converter）；④库克直流－直流变换（Cuk Converter）；⑤全桥式直流－直流变换（Full Bridge Converter）。

按输入直流电源和负载交换能量的形式又可分为①单象限直流斩波器；②二象限直流斩波器。

晶闸管直流斩波电路由于需要辅助换流电路，电路较复杂，本章不作介绍；在直流开关稳压电源中，直流-直流电压变换电路常常采用变压器实现电隔离，而在直流电机的调速装置中可不用变压器隔离，本章只讲授PWM控制的、无隔离的DC/DC直流斩波器。

直流斩波电路转换原理分析的基础是能量守恒原则。

6.2 单象限直流斩波器

电能只能从电源传送给负载的直流电压变换电路称为单象限直流斩波器，降压式变换、

升压式变换、升压一降压复合型变换、库克变换都属于单象限直流变换。下面逐一给以分析。

6.2.1 降压式直流斩波电路（Buck Chopper）

1. 电路的结构

降压式直流斩波器又称为Buck变换器，它是一种对输入电压进行降压变换的直流斩波器，如图6-2所示。电路中的控制开关VT采用全控器件IGBT，也可使用GTR、P-MOSFET等其他全控器件，如果要使用普通晶闸管等半控器件，则必须增设辅助关断电路；电路中的二极管VD起续流作用，在VT关断时为电感L储存的能量提供续流通路；L为能量传递电感，C为滤波电容，R为负载；E为输入直流电压，U_0为输出直流电压。

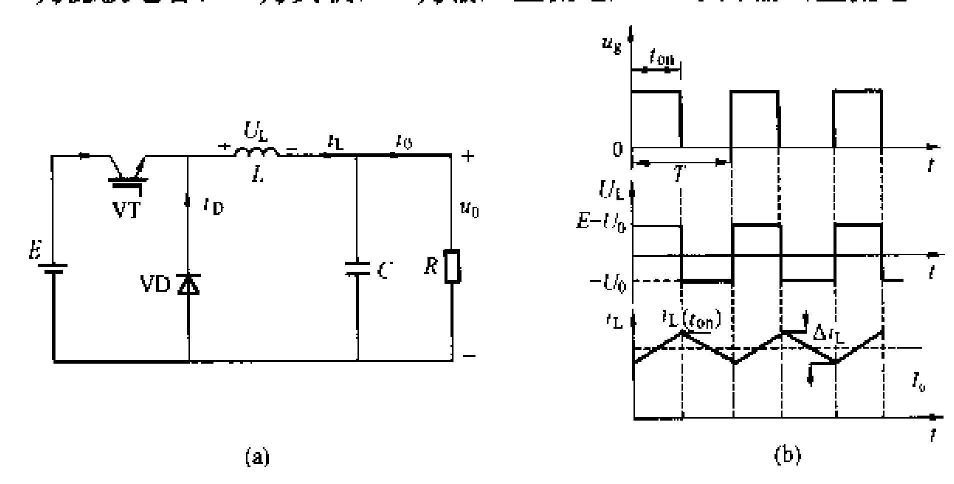


图6-2 降压式直流斩波电路（Buck变换器）

2. 电路的工作原理

(1) 在控制开关VT导通t_{on}期间，二极管VD反偏，电源E通过电感L向负载R供电，此间i_L增加，电感L的储能也增加，导致在电感两端有一个正向电压$u_L=E-u_0$，左正右负，如图6-2 (a) 所示。这个电压引起电感电流i_L的线性增加。

(2) 在控制开关VT关断t_{off}期间，电感产生感应电势，左负右正，使续流二极管VD导通，电流i_L经二极管VD续流，$u_L=-u_0$，电感L向负载R供电，电感的储能逐步消耗在R上，电流i_L下降。如图6-2 (b) 所示。

3. 基本数量关系

在稳态情况下，电感电压波形是周期性变化的。电感电压在一个周期内对时间的积分为0，即

$$\int_0^T u_L \mathrm{d}t = \int_0^{t_{on}} u_L \mathrm{d}t + \int_{t_{on}}^T u_L \mathrm{d}t = 0 \qquad (6-2)$$

设输出电压u_0的平均值为U_0，则在稳态时，式(6-2)可以表达为

$$(E-U_0)t_{on} = U_0(T-t_{on})$$

即

$$U_0 = \frac{t_{on}}{T}E = DE \qquad (6-3)$$

式中，$T=t_{on}+t_{off}$，t_{off}为关断时间。

通常$t_{on}\leqslant T$，所以该电路是一种降压直流斩波器。当输入电压E不变时，输出电压U_0

随占空比 D 的线性变化而线性改变，而与电路其他参数无关。

6.2.2 升压式直流斩波电路（Boost Chopper）

1. 电路的结构

升压式斩波器也称为Boost变换器，升压斩波器的输出电压总是高于输入电压。升压式斩波电路与降压式斩波电路最大的不同点是，控制开关VT与负载 R 呈并联形式连接，具体电路及工作波形如图6-3所示。

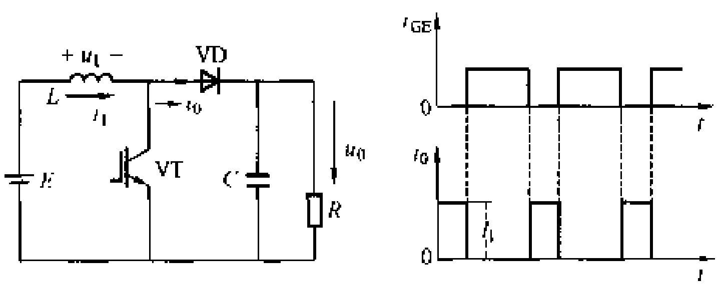


图6-3 升压式斩波电路及工作波形

2. 电路的工作原理

在下面的稳态分析中，假设电路输出端的滤波电容器足够大，以保证输出电压恒定，电感 L 的值也很大。

(1) 当控制开关VT导通时，电源 E 向串接在回路中的电感 L 充电储能，电感电压 u_L 左正右负；而负载电压 u_0 上正下负，此时在 R 与 L 之间的续流二极管VD被反偏，VD截止。由于电感 L 的恒流作用，此充电电流基本为恒定值 I_1。另外，VD截止时 C 向负载 R 放电，由于正常工作时 C 已经被充电，且 C 容量很大，所以负载电压基本保持为一恒定值，记为 U_0。假定VT的导通时间为 t_{on}，则此阶段电感 L 上的储能可以表示为 EI_1t_{on}；

(2) 在控制开关VT关断时，储能电感 L 两端电势极性变成左负右正，续流二极管VD转为正偏，储能电感 L 与电源 E 叠加共同向电容 C 充电，向负载 R 提供能量。如果VT的关断时间为 t_{off}，则此段时间内电感 L 释放的能量可以表示为 $(U_0-E)I_1t_{off}$。

3. 基本数量关系

当电路处于稳态时，一个周期内电感 L 储存的能量与释放的能量相等，即

$$EI_1t_{on}=(U_0-E)I_1t_{off} \tag{6-4}$$

由式（6-4）可以求出负载电压 U_0 的表达式，即

$$U_0=\frac{t_{on}+t_{off}}{t_{off}}E=\frac{T}{t_{off}}E \tag{6-5}$$

由斩波电路的工作原理可以看出，工作周期 $T\geqslant t_{off}$，或 $T/t_{off}\geqslant 1$，故负载上的输出电压 U_0 高于电路输入电压 E，该变换电路称为升压式斩波电路。

式（6-5）中的 T/t_{off} 表示升压比。调节升压比的大小，可以改变负载上的输出电压 U_0 的大小。如果将升压比的倒数记作 β，即 $\beta=\frac{t_{off}}{T}$，则 β 与导通占空比 D 之间有 $D+\beta=1$ 的关系。

因此，式（6-5）也可以表示成如下形式

$$U_0=\frac{1}{\beta}E \tag{6-6}$$

对于升压斩波电路，要使输出电压高于输入电源电压应满足两个假设条件，即电路中电感的 L 值很大，电容的 C 值也很大。只有在上述条件下，L 在储能之后才具有使电压泵

升的作用，C在L储能期间才能维持住输出电压不变。但实际上假设的理想条件不可能满足，即C值不可能无穷大，U_0必然会有所下降。因此，由式（6-5）或式（6-6）求出的电压值比实际电路输出电压高。

6.2.3 升-降压式直流斩波电路（Boost-Buck Chopper）

1. 电路的结构

升-降压式直流斩波电路也称为反极性斩波电路，该电路的输出电压可以高于或低于输入电压，电路结构图如图6-4所示。该电路的结构特征是储能电感L与负载R并联，续流二极管VD反向串接在储能电感与负载之间。电路分析前可先假设电感L很大，电容C也很大，使电感电流i_L和电容电压u_c即负载电压（$u_0=u_c$）基本恒定。

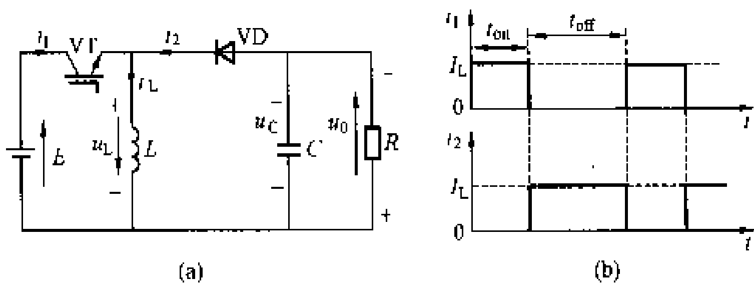


图6-4　升降压式斩波电路及工作波形

2. 电路的工作原理

（1）当控制开关VT导通时，直流电源E经VT给电感L充电储存能量，电感电压上正下负，此时二极管VD被负载电压（下正上负）和电感电压反偏，流过VT的电流为i_1（$=i_L$），方向如图6-4（a）所示。由于此时VD反偏截止，电容C向负载R提供能量并维持输出电压基本恒定，负载R及电容C上的电压极性为上负下正，与电源极性相反；

（2）当控制开关VT关断时，电感L极性变反（上负下正），VD正偏导通，电感L中储存的能量通过VD向负载R和电容C释放，放电电流为i_2，电容C被充电储能，负载R也得到电感L提供的能量。

3. 基本数量关系

结合图6-4分析可知，电路处于稳态时，每个周期T内电感两端电压u_L对时间的积分值为零，

即
$$\int_0^T u_L \mathrm{d}t = 0 \tag{6-7}$$

在控制开关VT导通期间，有$u_L=E$；而在VT截止期间，$u_L=-u_0$。于是有
$$Et_{on} = U_0 t_{off} \tag{6-8}$$

输出电压表达式可以写成
$$U_0 = \frac{t_{on}}{t_{off}}E = \frac{t_{on}}{T-t_{on}}E = \frac{D}{1-D}E \tag{6-9}$$

在式（6-9）中，改变导通比D时，输出电压既可高于输入电源电压，也可低于输入电源电压。例如：

当$0<D<1/2$时，斩波器输出电压低于输入直流电压，此时为降压变换；

当$1/2<D<1$时，斩波器输出电压高于输入直流电压，此时为升压变换。

6.2.4 Cuk直流斩波电路

Cuk斩波电路可以作为升降压式斩波电路的改进电路，其电路原理图及等效电路如图

6-5所示。Cuk斩波电路的优点是直流输入电流和负载输出电流连续，脉动成分较小。

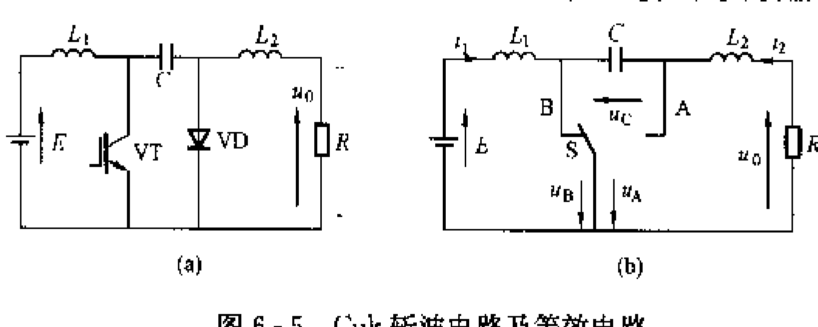


图6-5 Cuk斩波电路及等效电路

1. Cuk电路的工作原理

（1）当控制开关VT导通时，电源E经L_1→VT回路给L_1充电储能，C通过C→L_2→R→VT回路向负载R输出电压，负载电压极性为下正上负。

（2）当控制开关VT截止时，电源E通过L_1→C→VD回路向电容C充电，极性为左正右负；L_2通过L_2→VD→R→L_2回路向负载R输出电压，电压的极性为下正上负，与电源电压相反。

Cuk斩波器的等效电路如图6-5（b）所示，上述工作过程相当于VT的等效开关S在A，B之间交替切换。

2. 基本数量关系

在Cuk斩波电路中，稳态时电容C在一个周期内的平均电流为零，即

$$\int_0^T i_C \mathrm{d}t = 0 \tag{6-10}$$

在图6-5（b）的等效电路中，设电源电流i_1的平均值为I_1，负载电流i_2的平均值为I_2，开关S接通B点时相当于VT导通，如果导通时间为t_{on}，则电容电流和时间的乘积为$I_2 t_{on}$；开关S接通A点时，相当于VT关断，如果关断时间为t_{off}，则电容电流和时间的乘积为$I_1 t_{off}$。由电容C在一个周期内的平均电流为零的原理可以写出表达式为

$$I_2 t_{on} = I_1 t_{off} \tag{6-11}$$

从而可得

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{t_{off}}{t_{on}} = \frac{T - t_{on}}{t_{on}} = \frac{1-D}{D} \tag{6-12}$$

忽略Cuk斩波电路内部元件L_1、L_2、C和VT的损耗，根据图6-5（b）的等效电路，可以得到：电源输出的电能EI_1等于负载上得到的电能$U_0 I_2$，即$EI_1 = U_0 I_2$。考虑式（6-12）由此可以得出输出电压U_0与输入电压E的关系为

$$U_0 = \frac{I_1}{I_2}E = \frac{t_{on}}{t_{off}}E = \frac{t_{on}}{T - t_{on}}E = \frac{D}{1-D}E \tag{6-13}$$

由此可见，Cuk斩波电路与升降压式斩波电路的输出表达式（6-9）完全相同。

6.3 直流电动机负载时的直流斩波器

6.2节讨论的直流斩波器主要是带电阻性负载。事实上，脉宽调制型（PWM）直流斩波器常用在直流电机的调速装置中，该变换电路不需要变压器隔离，它采用脉宽调制技术，直接将恒定的直流电压调制成极性可变、大小可调的直流电压，以实现直流电动机电枢端电压的连续调节。

当斩波器向直流电动机供电时，由于有制动和正反转的要求，因而斩波器也有几种不同的结构。下面讨论以直流电机作为负载的PWM直流斩波器变换电路。

PWM斩波器有不可逆和可逆两大类，可逆斩波器又有双极式、单极式和受限单极式等多种电路。下面分别介绍它们的工作原理和特性。

6.3.1　不可逆PWM斩波电路

不可逆PWM斩波器可分为无制动作用和有制动作用两种。

1. 无制动作用的PWM斩波电路（单象限斩波器）

图6-6（a）是无制动作用的不可逆PWM斩波器的主电路原理图，由于只能实现电动不能实现制动，它实际上是一个单象限斩波器。

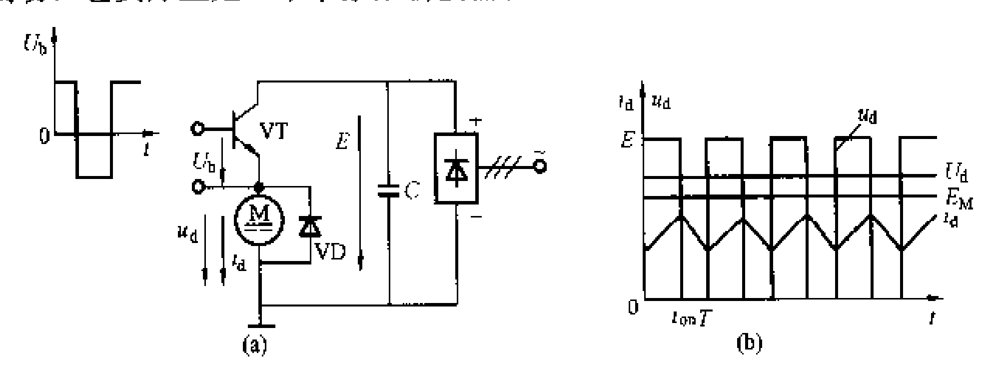


图6-6　简单的不可逆PWM直流斩波器电路

（a）原理图；（b）电压和电流波形

（1）电路结构。

电路采用全控型的电力晶体管作为控制开关，开关频率可达1～4kHz，电源电压E为不可控整流电源，采用大电容C滤波，负载为直流电动机。二极管VD在晶体管VT关断时给电枢回路提供续流回路。

（2）工作原理。

电力晶体管VT的基极由脉宽可调的脉冲控制电压U_b驱动。在一个开关周期T内分两段变化。

1）当$0\leqslant t<t_{on}$时，U_b为正，VT饱和导通，电源电压E通过VT加到电动机电枢两端。

2）当$t_{on}\leqslant t<T$时，U_b为负，VT截止，电枢失去电源，经二极管VD续流。电动机得到的平均端电压为

$$U_d=\frac{t_{on}}{T}E=DE \tag{6-14}$$

改变$D\,(0\leqslant D\leqslant 1)$即可实现调压调速。

图6-6（b）中绘出了稳态时电枢的脉冲端电压u_d、电枢平均电压U_d和电枢电流i_d的波形。由图可见，稳态电流i_d是脉动的。由于开关频率较高，电流脉动的幅值不会很大。

2. 有制动作用的PWM斩波电路（二象限斩波器）

该斩波器既能使电动机实现调压调速，又能实现再生制动，是一个二象限斩波器。

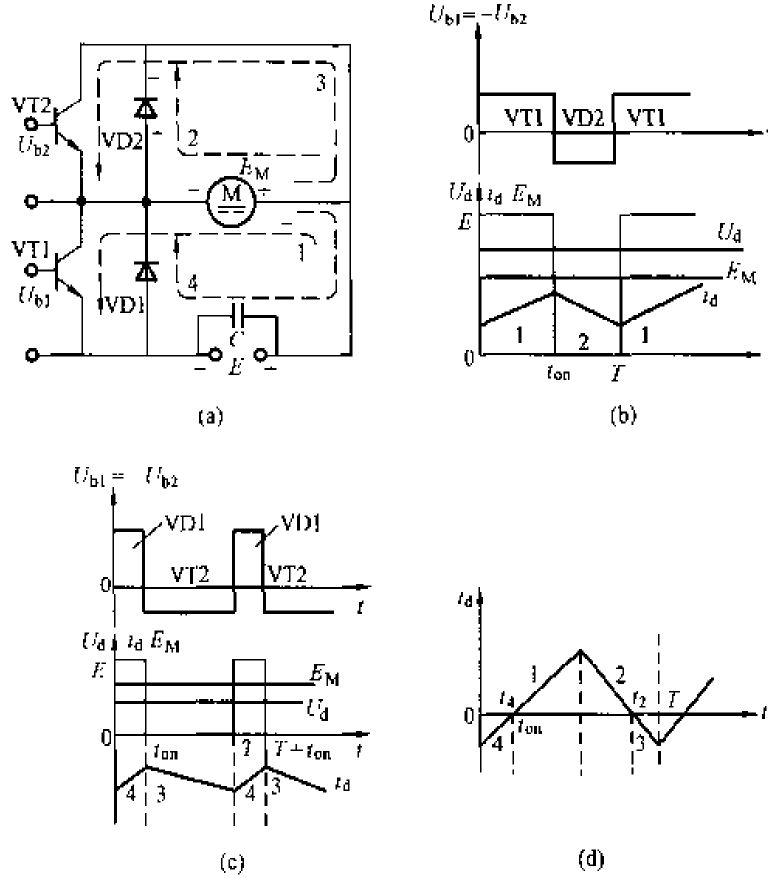


图 6-7　有制动作用的不可逆 PWM 斩波器电路

(a) 原理图；(b) 电动状态的电压、电流波形；
(c) 制动状态的电压、电流波形；
(d) 轻载电动状态的电压、电流波形

(1) 电路结构。

图 6-6 所示的不可逆电路中电流 i_d 不能反向，因此不能产生制动作用。需要制动时必须具有反向电流 $-i_d$ 的通路，因此应该设置控制反向通路的第二个电力晶体管，形成两个晶体管 VT1 和 VT2 交替开关的电路，如图 6-7 (a) 所示。该电路由两个电力晶体管 VT1 和 VT2，两个二极管 VD1 和 VD2 组成。电力晶体管 VT1 是主管，起控制作用；VT2 是辅助管，用以构成电动机的制动电路。

(2) 工作原理。

VT1 和 VT2 的驱动电压大小相等、方向相反，即 $U_{b1}=-U_{b2}$，当电机在电动状态下运行时，正脉冲比负脉冲宽，平均电流为正值，一个周期内分两段变化。

1) 在 $0\leqslant t<t_{on}$ 期间（t_{on} 为 VT1 导通时间），U_{b1} 为正，VT1 饱和导通；U_{b2} 为负，VT2 截止。此时，电源电压 E 加到电枢两端，电流 i_d 沿图中的回路 1 流通。

2) 在 $t_{on}\leqslant t<T$ 期间，U_{b1} 和 U_{b2} 都改变极性，VT1 截止，但 VT2 却不能导通，因为 i_d 沿回路 2 经二极管 VD2 续流，在 VD2 两端产生的压降给 VT2 施加了反压，使它失去导通的可能。因此，实际上是 VT1、VD2 交替导通，而 VT2 始终不通，其电压和电流波形如图 6-7 (b) 所示。虽然多了一个晶体管 VT2，但它并没有被用上，波形和图 6-6 的情况完全一样。

如果在电动运行中要降低转速，则应使 U_{b1} 的正脉冲变窄，负脉冲变宽，从而使平均电枢电压 U_d 降低，但由于惯性的作用，转速和反电动势还来不及变化，造成反电势 $E_M>U_d$ 的局面。这时就希望 VT2 能在电机制动中发挥作用。制动过程分析：

1) 在 $t_{on}\leqslant t<T$ 阶段。由于 U_{b2} 变正，VT2 导通，E_M-U_d 产生的反向电流 $-i_d$ 沿回路 3 通过 VT2 流通，产生能耗制动，直到 $t=T$ 为止。

2) 在 $T\leqslant t<T+t_{on}$（也就是 $0\leqslant t<t_{on}$）阶段。VT2 截止，$-i_d$ 沿回路 4 通过 VD1 续流，对电源回馈制动，同时在 VD1 上的压降使 VT1 不能导通。

3) 结论：在整个制动状态中，VT2、VD1 轮流导通，而 VT1 始终截止，电压和电流波形示于图 6-7 (c)。反向电流的制动作用使电动机转速下降，直到新的稳态。

还有一种特殊情况，在轻载电动状态中，负载电流较小，以致当VT1关断后i_d的续流很快就衰减到零，如在图6-7（d）中t_{on}～T期间的t_2时刻。这时二极管VD2两端的压降也降为零，使VT2得以导通，反电动势E_M沿回路3送过反向电流$-i_d$，产生局部时间的能耗制动作用。到了$t=T$（相当于$t=0$），VT2关断，$-i_d$又开始沿回路4经VD1续流，直到$t=t_4$时，$-i_d$衰减到零，VT1才开始导通。这种在一个开关周期内VT1、VD2、VT2、VD1四个管子轮流导通的电流波形示于图6-7（d）。

6.3.2 可逆PWM斩波电路（四象限斩波器）

可逆PWM斩波器主电路的结构有H形，T形等类型，现在主要讨论常用的H形斩波器，它是由4个电力晶体管和4个续流二极管组成的桥式电路，它实际上是两个不可逆有制动作用的斩波器的组合。H形变换器在控制方式上分双极式、单极式和受限单极式三种。下面着重分析双极式H形PWM变换器，然后再简要地说明其他方式的特点。

1. 双极式可逆PWM斩波电路

图6-8为双极式H形可逆PWM斩波器的电路原理图。

（1）电路结构。

4个电力晶体管的基极驱动电压分为两组。VT1和VT4同时导通和关断，其驱动电压$U_{b1}=U_{b4}$；VT2和VT3同时动作，其驱动电压$U_{b2}=U_{b3}=-U_{b1}$。它们的波形示于图6-9。

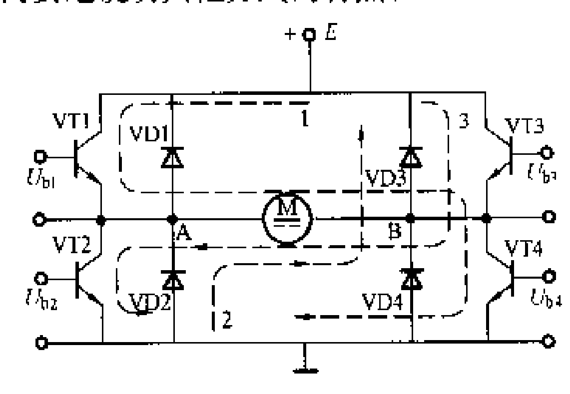


图6-8 双极式H形PWM斩波器电路原理图

（2）工作原理。

1）当$0 \leqslant t < t_{on}$时，U_{b1}和U_{b4}为正，晶体管VT1和VT4饱和导通，而U_{b2}和U_{b3}为负，VT2和VT3截止。这时，E加在电枢AB两端，$U_{AB}=E$，电枢电流i_d沿回路1流通。

2）当$t_{on} \leqslant t < T$时，U_{b1}和U_{b4}变负，VT1和VT4截止；U_{b2}、U_{b3}变正，但VT2、VT3并不能立即导通，因为在电枢电感释放储能的作用下，i_d沿回路2经VD2、VD3续流，在VD2、VD3上的压降使VT2和VT3的c—e端承受着反压，这时$U_{AB}=-E$。U_{AB}在一个周期内正负相间，这是双极式PWM斩波器的特征，其电压、电流波形示于图6-9。

3）由于电压U_{AB}的正、负变化，使电流波形存在两种情况，如图6-9中的i_{d1}和i_{d2}。i_{d1}相当于电动机负载较重的情况，这时平均负载电流大，在续流阶段电流仍维持正方向，电机始终工作在第一象限的电动状态。i_{d2}相当于负载很轻的情况，平均电流小，在续流阶段电流很快衰减到零，于是VT2和VT3的c—e两端失去反压，在负的电源电压（$-E$）和电枢反电动势的合成作用下导通，电枢电流反向，沿回路3流通，电机处

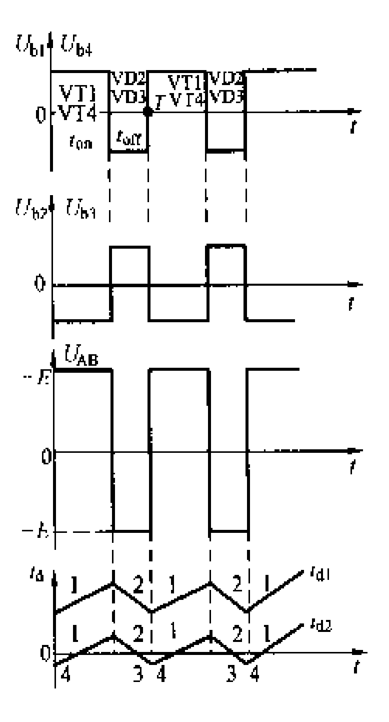


图6-9 双极式H形斩波器电压、电流波形

于制动状态。与此相仿，在 $0 \leqslant t < t_{on}$ 期间，当负载轻时，电流也有一次倒向。

4）结论：双极式可逆 PWM 斩波器的电流波形和不可逆但有制动电流通路的 PWM 斩波器差不多，怎样才能反映出“可逆”的作用呢？这要视正、负脉冲电压的宽窄而定。当正脉冲较宽时，$t_{on} > T/2$，则电枢两端的平均电压为正，在电动运行时电动机正转。当正脉冲较窄时，$t_{on} < T/2$，平均电压为负，电动机反转。如果正、负脉冲宽度相等，$t_{on} = T/2$，平均电压为零，则电动机停止。图 6 - 9 所示的电压、电流波形都是在电动机正转时的情况。

（3）基本数量关系。

双极式可逆 PWM 斩波器为电枢提供的平均电压用公式表示为

$$U_d = \frac{1}{T}\int_0^T U_{AB}\mathrm{d}t = \frac{t_{on}}{T}E - \frac{T - t_{on}}{T}E = (\frac{2t_{on}}{T} - 1)E \tag{6 - 15}$$

仍以 $D = U_d/E$ 来定义 PWM 电压的占空比，则 D 与 t_{on} 的关系为

$$D = \frac{2t_{on}}{T} - 1 \tag{6 - 16}$$

调速时，D 的变化范围变成 $-1 \leqslant D \leqslant 1$。当 D 为正值时，电动机正转；D 为负值时，电动机反转，$D = 0$ 时，电动机停止。在 $D = 0$ 时，虽然电机不动，电枢两端的瞬时电压和瞬时电流却都不是零，而是交变的。这个交变电流平均值为零，不产生平均转矩，会徒然增大电动机的损耗。但它的好处是使电动机带有高频的微振，起着所谓“动力润滑”的作用，可消除正、反向时的静摩擦死区。

（4）双极式 PWM 斩波电路的优缺点。

双极式 PWM 斩波器的优点如下：

1）电流一定连续；

2）可使电动机在四象限中运行；

3）电动机停止时有微振电流，能消除静摩擦死区；

4）低速时，每个晶体管的驱动脉冲仍较宽，有利于保证晶体管可靠导通。

双极式 PWM 斩波器的缺点是：在工作过程中，4 个电力晶体管都处于开关状态，开关损耗大，而且容易发生上、下两管直通（即同时导通）的事故，降低了装置的可靠性。为了防止上、下两管直通，在一管关断和另一管导通的驱动脉冲之间，应设置逻辑延时。

2. 单极式可逆 PWM 斩波电路

为了克服双极式斩波器的上述缺点，对于静、动态性能要求低一些的系统，可采用单极式 PWM 斩波器。其电路图仍和双极式的一样，如图 6 - 8，不同之处仅在于驱动脉冲信号。在单极式 PWM 斩波器中，左边两个管子的驱动脉冲 $U_{b1} = -U_{b2}$，具有和双极式一样的正负交替的脉冲波形，使 VT1 和 VT2 交替导通。右边两管 VT3 和 VT4 的驱动信号就不同了，改成因电动机的转向不同而施加不同的直流控制信号。当电动机正转时，使 U_{b3} 恒为负，U_{b4} 恒为正，则 VT3 截止而 VT4 常通。希望电动机反转时，U_{b3} 恒为正而 U_{b4} 恒为负，使 VT3 常通而 VT4 截止。这种驱动信号的变化显然会使不同阶段各晶体管的开关情况和

电流流通的回路与双极式斩波器相比有所不同。当负载较重因而电流方向连续不变时各管的开关情况和电枢电压的状况列于表6-1中，同时列出双极式斩波器的情况以资比较。负载较轻时，电流在一个周期内也会来回变向，这时各管导通和截止的变化还要多些，读者可以自行分析。

表6-1　双极式、单极式和受限单极可逆PWM斩波器的比较（当负载较重时）

控制方式	电动机转向	$0\leqslant t\leqslant t_{on}$ 开关状况	$0\leqslant t\leqslant t_{on}$ U_{AB}	$t_{on}\leqslant t\leqslant T$ 开关状况	$t_{on}\leqslant t\leqslant T$ U_{AB}	占空比调节范围
双极式	正转	VT1、VT4导通 VT2、VT3截止	$+E$	VT1、VT4截止 VD2、VD3续流	$-E$	$0\leqslant D\leqslant 1$
	反转	VD1、VD4续流 VT2、VT3截止	$+E$	VT1、VT4截止 VT2、VT3导通	$-E$	$-1\leqslant D\leqslant 0$
单极式	正转	VT1、VT4导通 VT2、VT3截止	$+E$	VT4导通、VD2续流 VT1、VT3截止、VT2不通	0	$0\leqslant D\leqslant 1$
	反转	VT3导通、VD1续流 VT2、VT4截止，VT1不通	0	VT2、VT3导通 VT1、VT4截止	$-E$	$-1\leqslant D\leqslant 0$
受限单极式	正转	VT1、VT4导通 VT2、VT3截止	$+E$	VT4导通、VD2续流 VT1、VT2、VT3截止	0	$0\leqslant D\leqslant 1$
	反转	VT2、VT3导通 VT1、VT4截止	E	VT3导通、VD1续流 VT1、VT2、VT4截止	0	$-1\leqslant D\leqslant 0$

表6-1中，单极式斩波器的U_{AB}一栏表明，在电动机朝一个方向旋转时，PWM斩波器只在一个阶段中输出某一极性的脉冲电压，在另一阶段中$U_{AB}=0$，这是它之所以称作“单极式”斩波器的原因。正因为如此，它的输出电压波形与不可逆PWM斩波器一样了，见图6-7（b）和式（6-14）。

由于单极式斩波器的电力晶体管VT3和VT4二者之中总有一个常通，一个常截止，运行中无须频繁交替导通。因此和双极式斩波器相比开关损耗可以减少，装置的可靠性有所提高。

3. 受限单极式可逆PWM斩波电路

单极式变换器在减少开关损耗和提高可靠性方面要比双极式斩波器好，但是仍然存在有一对晶体管VT1和VT2交替导通和关断时电源直通的危险。再研究一下表6-1中各晶体管的开关状况，可以发现，当电动机正转时，在$0\leqslant t<t_{on}$期间，VT2是截止的，在$t_{on}\leqslant t<T$期间由于经过VD2续流，VT2也不通。既然如此，不如让U_{b2}恒为负，使VT2一直截止。同样，当电动机反转时，让U_{b1}恒为负，使VT1一直截止。这样，就不会产生VT1、VT2直通的故障了。这种控制方式称作受限单极式。

受限单极式可逆变换器在电动机正转时U_{b2}恒为负，VT2一直截止，在电动机反转时，U_{b1}恒为负，VT1一直截止，其他驱动信号都和一般单极式斩波器相同。如果负载较重，电流i_d在一个方向内连续变化，所有的电压、电流波形都和一般单极式斩波器一样。但是，

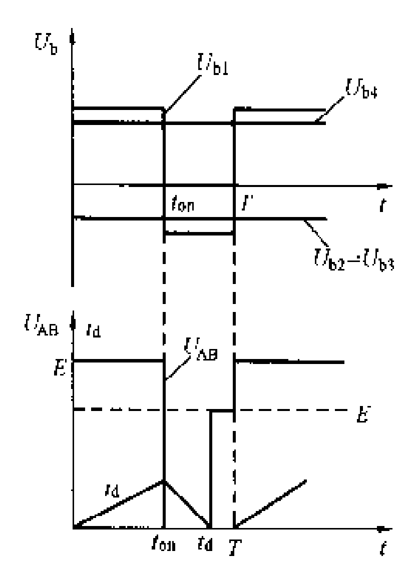


图 6-10 受限单极式PWM斩波器轻载时的电流、电压波形

当负载较轻时，由于有两个晶体管一直处于截止状态，不可能导通，因而不会出现电流变向的情况，在续流期间电流衰减到零时（$t=t_d$），波形便中断了，这时电枢两端电压跳变到$U_{AB}=E$，如图 6-10 所示。这种轻载电流断续的现象将使斩波器的外特性变软，换来的好处则是可靠性的提高。

电流断续时，电枢电压的提高把平均电压也抬高了，成为

$$U_0 = DE + \frac{T-t_d}{T}E \qquad (6-17)$$

令 $E_D \approx U_0$，则 $U_0 = \frac{T}{t_d}DE = D'E$。由于 $T \geqslant t_d$，因而 $D' \geqslant \frac{T}{t_d}D$，但 D' 之值仍在 $-1 \sim +1$ 之间变化。

6.4 软开关的基本概念

软开关的提出是基于电力电子装置的发展趋势，新型的电力电子设备要求小型、轻量、高效和良好的电磁兼容性，而决定设备体积、质量、效率的因素通常又取决于滤波电感、电容和变压器的体积和质量。解决这一问题的主要途径就是提高电路的工作频率，这样可以减少滤波电感、变压器的匝数和铁心尺寸，同时较小的电容量也可以使得电容的体积减小。但是，提高电路工作频率会引起开关损耗和电磁干扰的增加，开关的转换效率也会下降。因此，不能仅仅简单地提高开关工作频率。软开关技术就是针对以上问题而提出的，它是以谐振辅助换流手段，解决电路中的开关损耗和开关噪声问题，使电路的开关工作频率得以提高。

6.4.1 软开关的基本概念

硬开关在开关转换过程中，由于电压、电流均不为零，出现了电压、电流的重叠，会导致开关转换损耗的产生；同时由于电压和电流的变化过快，也会使波形出现明显的过冲，产生开关噪声。开关转换损耗随着开关频率的提高而增加，使电路效率下降，最终阻碍开关频率的进一步提高。

如果在原有硬开关电路的基础上增加一个由很小的电感、电容等谐振元件构成的辅助换流网络，在开关过程前后引入谐振过程，使开关开通前电压先降为零，这样就可以消除开关过程中电压、电流重叠的现象，降低、甚至消除开关损耗和开关噪声。

根据上述原理可以采用两种方法，即在开关关断前使其电流为零或开关开通前使其两端电压为零。对应的开关也分为两大类，分别称为零电流开关（Zero Current Switch，ZCS）和零电压开关（Zero Voltage Switch，ZVS）。零电流开关在开关关断时不会产生噪声，而零电压开关在开关开通时不会产生噪声。零电流关断或零电压开通要靠电路中的辅助谐振

电路来实现，所以也称为谐振软开关。

6.4.2 软开关分析简介

零电流型、零电压型谐振开关的简化等效电路如图6-11所示。

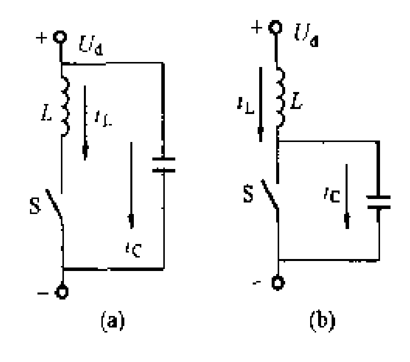


图6-11 零电流、零电压谐振开关
(a) 零电流型；(b) 零电压型

图6-11中S等效于直流变换电路中的控制开关，L、C为在原变换电路基础上增设的谐振元件。能够实现软开关的关键在于开关状态转换时是否存在相应的电流、电压过零点。由于软开关形式较多，工作过程也比较复杂，这里仅作简单分析。

以图6-11等效电路为例，在零电流型谐振开关电路中，流过开关S的电流就是流过电感L的电流i_L，可表示为

$$i_L(t)=-C\frac{du_c}{dt}=-CU_d(-\sin\omega_0 t)\omega_0=\sqrt{\frac{C}{L}}U_d\sin\omega_0 t=\frac{U_d}{Z_0}\sin\omega_0 t \quad (6-18)$$

另外，在零电压型谐振开关电路中，开关S两端的电压即是电容C两端的电压u_C，可表示为

$$u_C(t)=U_d(1-\cos\omega_0 t)+I_{L0}\sqrt{\frac{L}{C}}\sin\omega_0 t \quad (6-19)$$

式中，$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$；$Z_0=\sqrt{\frac{L}{C}}$。

由式（6-18）和式（6-19）可以看出，随谐振角频率ω_0的变化，两式均有过零点，若在$i_L(t)=0$时刻关断S，即可满足零电流开关的要求；而在$u_C(t)=0$时开通S，即可满足零电压开关的要求。

思考题与习题

6-1 试说明降压、升压、升降压及库克斩波器的特点。

6-2 开关DC-DC变换电路与线性DC-DC变换电路相比，有哪些优点？

6-3 在DC-DC变换电路中所使用的元器件主要有哪几种？有何特殊要求？

6-4 在DC-DC变换器的Boost电路中，$E=10V$，$D=0.7$，求U_0等于多少？

6-5 升压式Boost变换器，其输入电压27V，输出电压为45V，输出功率750W，效率为95%，若等效电阻为$R=0.05\Omega$。

(1) 求最大占空比；

(2) 如要求输出60V是否可能？为什么？

6-6 单极性和双极性PWM逆变器有何区别？

第7章　电力电子的MATLAB仿真

本章要点

• 典型电力电子器件（二极管、晶闸管、可关断晶闸管、功率场效应晶体管、绝缘栅双极型晶体管）的仿真模型和参数设置；

• 电力电子典型环节（同步6脉冲触发器、PWM发生器、通用变流器桥）的仿真模型和参数设置；

• 典型变流装置（AC/DC、DC/AC、AC/AC、DC/DC电路）的图形化建模和仿真实例。

本章要求在熟悉附录中Simulink、Power System模块库资源和仿真方法的基础上，重点掌握典型模块的使用，能够灵活应用常用模块搭建各类典型的变流器；宜采用上机训练为主，课堂讲授为辅的教学方式。

7.1　典型电力电子器件的仿真模型

7.1.1　二极管的仿真模型

1. 二极管元件的符号和仿真模型

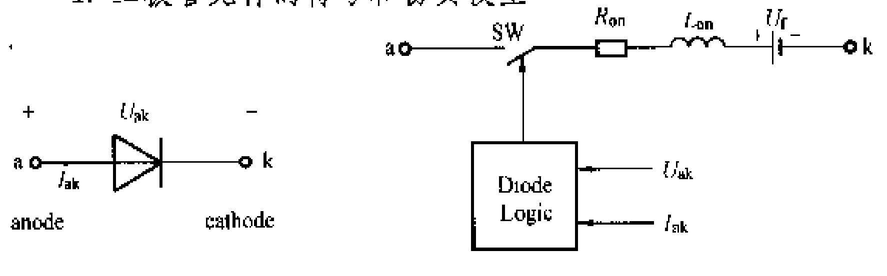


图7-1　二极管元件的符号和仿真模型

二极管是一种受外加电压或电流控制其通断的半导体器件。当二极管承受正向电压时导通，此时管压降U_f很小；当二极管承受反向电压或流过管子的电流降到零时关断。二极管的仿真模型由电阻R_{on}、电感L_{on}、直流电压源U_f和一个开关串联而成。开关受二极管电压U_{ak}和电流I_{ak}控制。二极管元件的符号和仿真模型如图7-1所示（为了方便读者学习仿真软件，本章部分电气符号及标注没有严格按照我国有关电气标准及其出版物规定书写，而是与软件相一致）。

二极管模块还包括一个R_s-C_s串联缓冲电路，它通常与二极管并联。缓冲电路的R_s和C_s值可以设置，当指定C_s = inf时，缓冲电路为纯电阻，当指定$R_s=0$时，缓冲电路为纯电容。当指定R_s = inf或$C_s=0$时，缓冲电路去除。如图7-2所示（下面介绍的其他几种器件也类似）。

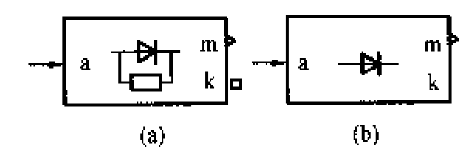


图7-2　二极管模块的图标
(a) 带缓冲电路的图标；
(b) 不带缓冲电路的图标

2. 二极管元件的静态伏安特性

二极管的静态伏安特性如图7-3所示。



图7-3　二极管的静态伏安特性

3. 二极管仿真元件的对话框和参数设置

二极管元件的参数设置对话框如图7-4所示。要设置的参数有：

（1）二极管元件内电阻 R_{on}，单位（Ω）　当电感参数设置为0时，内电阻 R_{on} 不能为0；

（2）二极管元件内电感 L_{on}，单位（H）　当电阻参数设置为0时，内电感不能为0；

（3）二极管元件的正向管压降 U_f，单位（V）；

（4）初始电流 I_c，单位（A）　初始值的设置是一个复杂的工作，通常将 I_c 设为0；

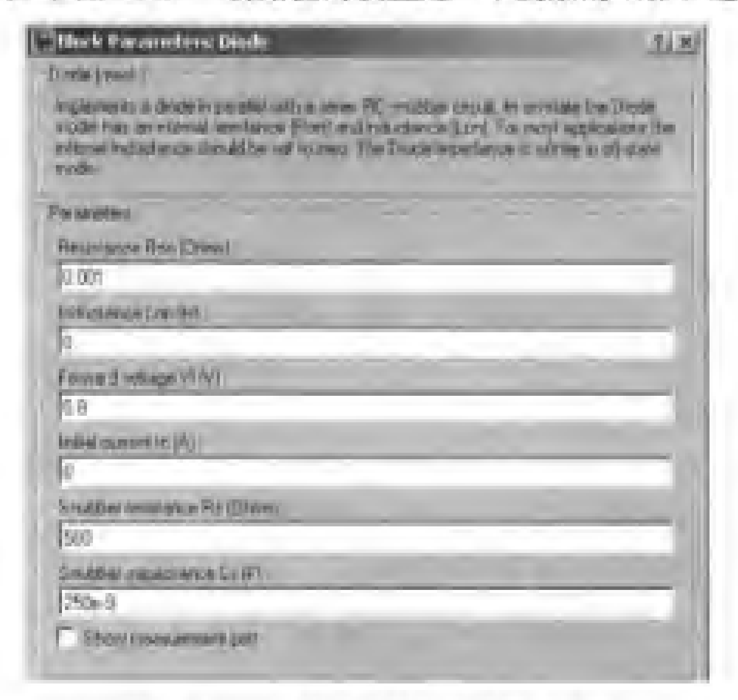


图7-4　二极管元件的参数设置对话框

（5）缓冲电阻 R_s，单位（Ω）　为了在模型中消除缓冲，可将 R_s 参数设置为 inf；

（6）缓冲电容 C_s，单位（F）　为了在模型中消除缓冲，可将缓冲电容 C_s 设置为0；为了得到纯电阻 R_s，可将电容 C_s 参数设置为 inf。

4. 输入与输出

在二极管模块图标中可以看到，它有一个输入和两个输出。一个输入是二极管的阳极 a。第一个输出是二极管的阴极 k，第二个输出 m 用于测量二极管的电流和电压输出向量 $[I_{ak}, U_{ak}]$。

另外，在仿真含有二极管的电路时，必须使用刚性积分算法。通常可使用 Ode15s 或 Ode23tb 算法，以获得较快的仿真速度。

7.1.2　晶闸管的仿真模型

1. 晶闸管元件的符号和仿真模型

晶闸管是一种由门极信号触发导通的半导体器件。晶闸管的仿真模型由电阻 R_{on}、电感 L_{on}、直流电压源 U_f 和开关 SW 串联组成。开关 SW 受逻辑信号控制，该逻辑信号由晶

闸管的电压 U_{ak} 、电流 I_{ak} 和门极触发信号 g 决定。晶闸管元件的符号和仿真模型图如图 7 - 5 所示。

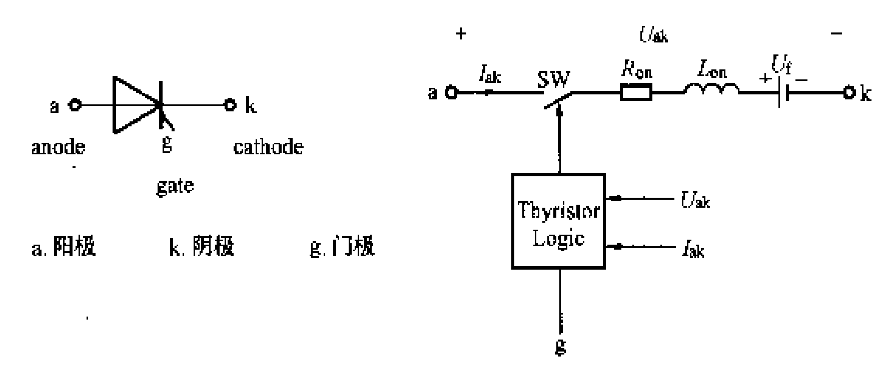
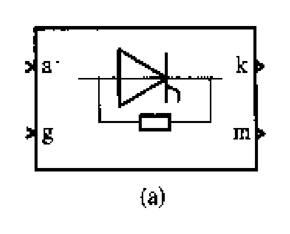
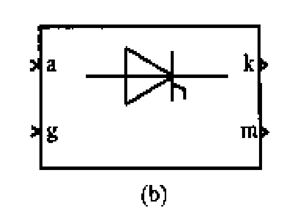


图 7 - 5 晶闸管元件的符号和仿真模型



(a)



(b)

图 7 - 6 晶闸管模块的图标
(a) 带缓冲电路的图标；(b) 不带缓冲电路的图标

晶闸管模块还包括一个 $R_s - C_s$ 串联缓冲电路，它通常与晶闸管并联。缓冲电路的 R_s 和 C_s 值可以设置，当指定 $C_s = \text{inf}$ 时，缓冲电路为纯电阻，当指定 $R_s = 0$ 时，缓冲电路为纯电容。当指定 $R_s = \text{inf}$ 或 $C_s = 0$ 时，缓冲电路去除。如图 7 - 6 所示。

2. 晶闸管元件的静态伏安特性

晶闸管的静态伏安特性如图 7 - 7 所示。

当阳极和阴极之间的电压大于 U_f 且门极触发脉冲为正（$g > 0$）时，晶闸管由断态转变为开态。该触发脉冲的幅值必须大于 0 且有一定的持续时间，以保证晶闸管阳极电流大于擎住电流。

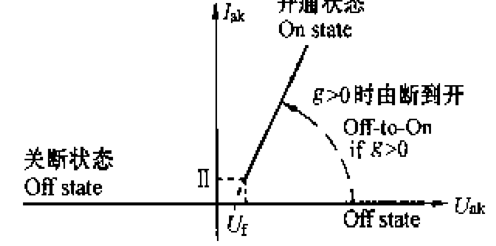


图 7 - 7 晶闸管的静态伏安特性

当晶闸管的阳极电流下降到零（$I_{ak} = 0$）或阳极和阴极之间施加反向电压的时间大于或等于晶闸管的关断时间 T_q 时，晶闸管关断。如果阳极和阴极之间施加反向电压的持续时间小于晶闸管的关断时间 T_q，晶闸管仍可能会导通，除非没有门极触发信号（即 $g = 0$）且阳极电流小于擎住电流。另外，在导通时，当阳极电流小于参数对话框中设置的擎住电流时，晶闸管将立即关断。

晶闸管关断时间 T_q 取决于载流子的恢复时间：它包括“阳极电流下降到零的时间”和“晶闸管正向阻断的时间”。

3. 晶闸管元件的仿真模型类型和输入、输出

(1) 晶闸管元件的仿真模型类型。

晶闸管元件的仿真模型有详细（标准）模型和简化模型两种。为了提高仿真速度，可以采用简化的晶闸管模型，即令详细（标准）模型中的擎住电流 I_L 和恢复时间 T_q 为零。

(2) 输入与输出。

在晶闸管模块图标中可以看到，它有两个输入和两个输出。第一个输入 a 和输出 k 对

应于晶闸管阳极和阴极。第二个输入 g 为加在门极上的逻辑信号（g）。第二个输出 m 用于测量晶闸管的电流和电压输出向量 $[I_{ak}, U_{ak}]$。

4. 晶闸管仿真元件的参数

晶闸管元件的参数设置对话框如图 7－8 所示，要设置的参数有：

（1）晶闸管元件内电阻 R_{on}，单位（Ω）当电感参数设置为 0 时，内电阻 R_{on} 不能为 0；

（2）晶闸管元件内电感 L_{on}，单位（H）当电阻参数设置为 0 时，内电感不能为 0；

（3）晶闸管元件的正向管压降 U_f，单位（V）；

（4）初始电流 I_c，单位（A）初始值的设置是一个复杂的工作，为了配合晶闸管进行仿真，通常将 I_c 设为 0；

（5）缓冲电阻 R_s，单位（Ω）为了在模型中消除缓冲，可将 R_s 参数设置为 inf；

（6）缓冲电容 C_s，单位（F）为了在模型中消除缓冲，可将缓冲电容 C_s 设置为 0；为了得到纯电阻 R_s，可将电容 C_s 参数设置为 inf；



图 7－8　晶闸管元件的参数设置对话框

（7）掣住电流 I_L，单位（A）该参数在晶闸管详细（标准）模型中出现；

（8）关断时间 T_q，单位（s）该参数也只出现在晶闸管详细（标准）模型中。

另外，在仿真含有晶闸管的电路时，必须使用刚性积分算法。通常可使用 Ode15s 或 Ode23tb 算法，以获得较快的仿真速度。

7.1.3　GTO 的仿真模型

1. 可关断晶闸管元件的符号和仿真模型

可关断晶闸管 GTO 是一个可以通过门极信号触发导通和关断的半导体器件。与普通晶闸管一样，GTO 可被正的门极信号（$g > 0$）触发导通。与普通晶闸管不一样的是：普通的晶闸管导通后，只有等到阳极电流为 0 时才能关断；而 GTO 可在任何时刻，通过施加等于 0 或负的门极信号就可将其关断。

可关断晶闸管 GTO 的仿真模型由电阻 R_{on}、电感 L_{on}、直流电压源 U_f 和一个开关 SW 串联组成，该开关受 GTO 逻辑信号控制，该逻辑信号又由可关断晶闸管的电压 U_{ak}、电流 I_a 和门极触发信号 g 决定。可关断晶闸管元件的符号和仿真模型如图 7－9（a）、（b）所示。

可关断晶闸管模块还包含一个 $R_s - C_s$ 串联缓冲电路，它通常与 GTO 并联（连接在端口 a 和 k 之间）。带有缓冲电路的 GTO 图标如图 7－9（c）所示。

2. 可关断晶闸管元件的静态伏安特性

可关断晶闸管的静态伏安特性如图 7－10 所示。

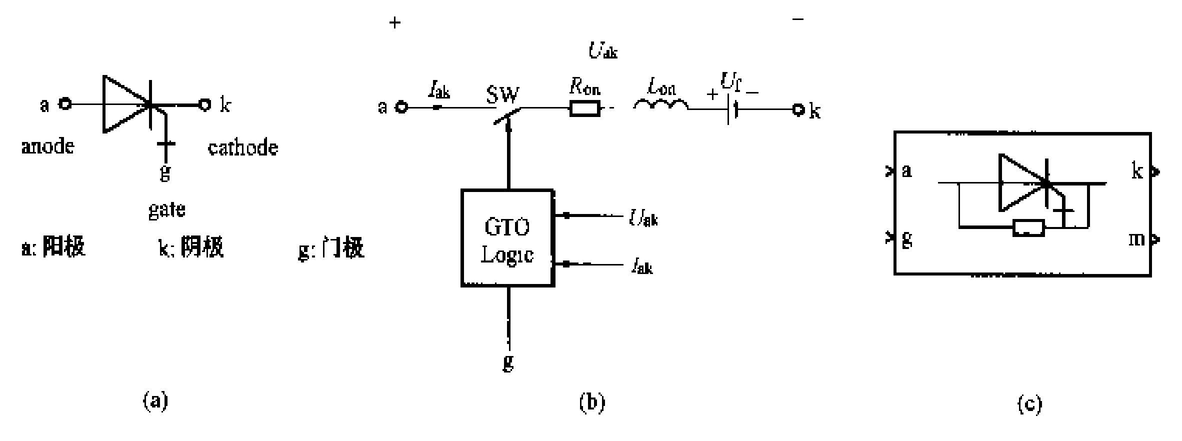


图 7-9　可关断晶闸管元件的符号、仿真模型和图标

当阳极和阴极之间的正向电压大于 U_f 且门极触发脉冲为正（$g>0$）时，可关断晶闸管GTO开通。当门极信号为0或负时，GTO开始截止，但它的电流并不立即为0，因为GTO的电流衰减过程需要时间。GTO的电流衰减过程对晶闸管的关断损耗有很大影响，所以在模型中考虑了关断特性。电流衰减过程被近似分成两段。当门极信号变为0后，电流 I_{ak} 从最大值 I_{max} 降到 $0.1I_{max}$ 所用的时间称为下降时间 T_f；从 $0.1I_{max}$ 降到0的时间为拖尾时间 T_t。当电流 I_{ak} 降为0时，GTO彻底关断。关断电流曲线如图7-11所示。

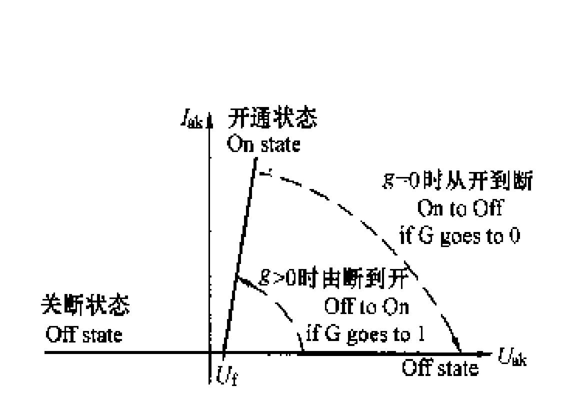


图 7-10　可关断晶闸管的静态伏安特性

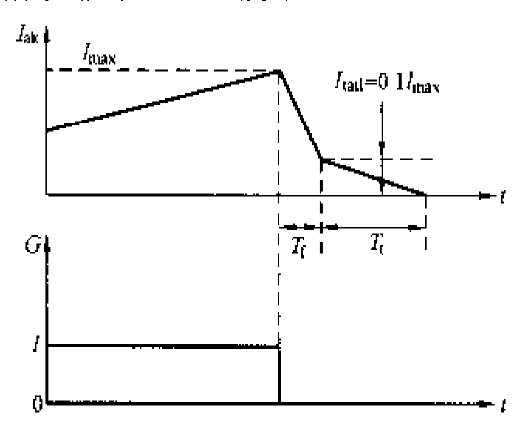


图 7-11　关断电流曲线

U_f、R_{on}、L_{on} 分别表示GTO的正向导通压降、正向导通内电阻和内电感。

3. 可关断晶闸管元件的输入和输出

由图7-9（c）的可关断晶闸管模块图标可见，它有两个输入和两个输出。第一个输入和输出对应于可关断晶闸管的阳极a和阴极k。第二个输入g为加在门极上的Simulink信号（g）。第二个输出m用于测量可关断晶闸管的电流和电压输出向量[I_{ak},U_{ak}]。

4. 可关断晶闸管元件的参数设置

可关断晶闸管元件的参数设置对话框如图7-12所示，要设置的参数如下：

（1）可关断晶闸管元件内电阻 R_{on}，单位（Ω）；

（2）可关断晶闸管元件内电感 L_{on}，单位（H），注意：电感不能设置为0；

（3）可关断晶闸管元件的正向管压降 U_f，单位（V）；

（4）电流下降到10%的时间 T_f，单位秒（s）；

（5）电流拖尾时间 T_t，单位秒（s）；

（6）初始电流 I_c，单位（A），与晶闸管元件初始电流的设置相同，通常将 I_c 设为0；

（7）缓冲电阻 R_s，单位（Ω），为了在模型中消除缓冲电路，可将 R_s 参数设置为inf；

（8）缓冲电容 C_s，单位（F），为了在模型中消除缓冲电路，可将缓冲电容 C_s 设置为0；为了得到纯电阻 R_s，可将电容 C_s 参数设置为inf。

仿真含有可关断晶闸管的电路时，必须使用刚性积分算法。通常可使用ode23tb或ode15s，以获得较快的仿真速度。

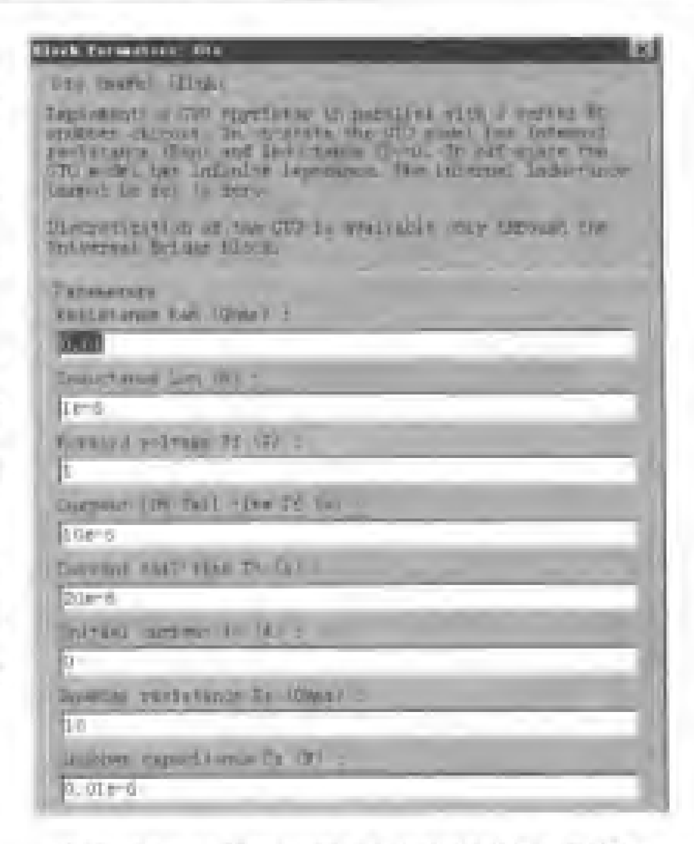


图7-12　可关断晶闸管元件的参数设置对话框

7.1.4　IGBT的仿真模型

1. IGBT元件的符号和仿真模型

IGBT元件是一个受栅极信号控制的半导体器件，IGBT元件的仿真模型由电阻 R_{on}、电感 L_{on}、直流电压源 U_f 和一个开关SW串联组成，该开关受IGBT逻辑信号控制，该逻辑信号又由IGBT元件的电压 U_{CE}、电流 I_C 和栅极触发信号 g 决定。IGBT元件的图标、符号和仿真模型如图7-13(a)、(b)、(c)所示。

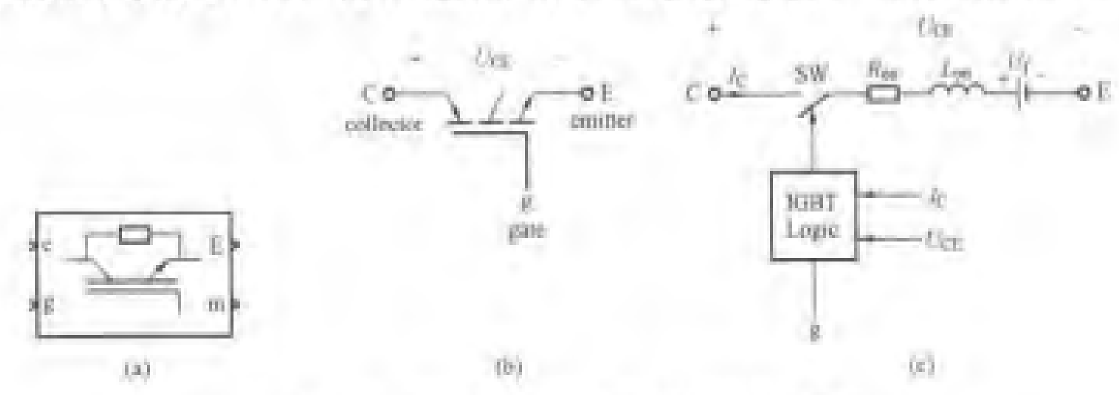


图7-13　IGBT元件的图标、符号和仿真模型

2. IGBT元件的静态伏安特性

IGBT元件的静态伏安特性如图7-14所示。关断电流曲线如图7-15所示。

当集-射极（C-E极）电压为正且大于 U_f，同时栅极施加正信号时（$g>0$），IGBT开通；当集-射极电压为正，但栅极信号为"0"时（$g=0$），IGBT关断。当集-射极电压为负时，IGBT也处于关断状态。

该模块还含一个 R_s-C_s 缓冲电路，它们并行连接在IGBT上（在点C和E之间）。

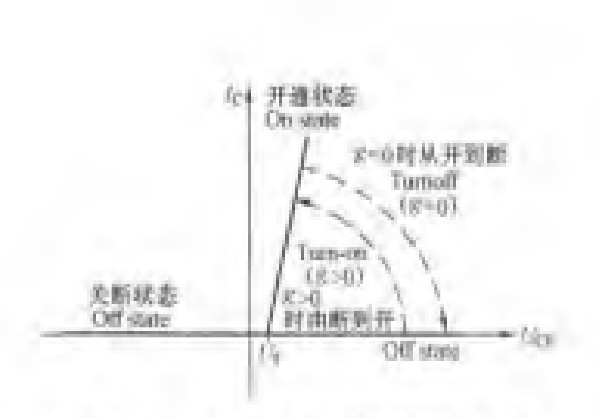


图 7-14　IGBT 元件的静态伏安特性

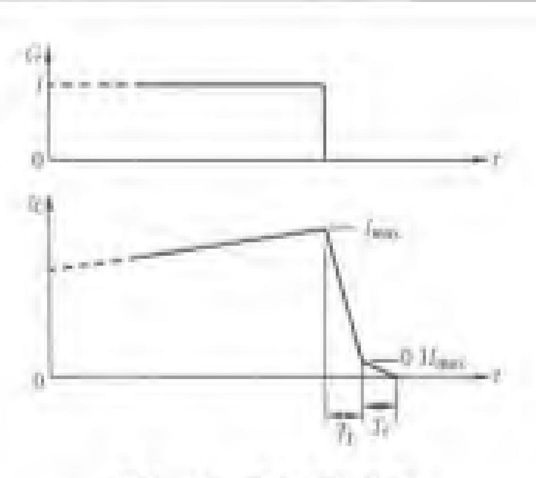


图 7-15　关断电流曲线

IGBT 元件的关断特性被近似分成两段。当栅极信号变为 0（$g=0$）时，集电极电流 I_C 从最大值 I_{max} 下降到 $0.1I_{max}$ 所用的时间称为下降时间 T_f；从 $0.1I_{max}$ 下降到 0 的时间称为拖尾时间 T_t。

3. IGBT 元件的输入和输出

IGBT 元件的图标见图 7-13（a），由图标可见，它有两个输入和两个输出。第一个输入 C 和输出 E 对应于 IGBT 的集电极（C）和发射极（E）；第二个输入 g 为加在栅极上的 Simulink 逻辑控制信号（g），第二个输出 m 用于测量 IGBT 元件的电流和电压输出向量［I_{ak}，U_{ak}］。

4. IGBT 元件的参数设置

IGBT 元件的参数设置对话框如图 7-16 所示。

设置的参数包括 IGBT 的内电阻 R_{on}、电感 L_{on}、正向管压降 U_f、电流下降到 10% 的时间 T_f、电流拖尾时间 T_t、初始电流 I_c、缓冲电阻 R_s 和缓冲电容 C_s 等，它们的含义和设置方法与可关断晶闸管元件相同。仿真含有 IGBT 元件的电路时，也必须使用刚性积分算法，通常可使用 ode23tb 或 ode15s，以获得较快的仿真速度。

图 7-16　IGBT 元件的参数设置对话框

7.1.5　MOSFET 的仿真模型

1. MOSFET 元件的符号和仿真模型

金属－氧化物－半导体场效应管 MOSFET 模块是一种在漏极电流 $I_d>0$ 时，受栅极信号（$g>0$）控制的半导体器件。MOSFET 元件内部并联了一个二极管，该二极管在 MOSFET 元件被反向偏置时开通；它的仿真模型由电阻 R_t、电感 L_{on} 和直流电压源 U_f 与一个控制开关 SW 串联电路组成。该开关受 MOSFET 逻辑信号控制，该逻辑信号又由 MOSFET 元件的电压 U_{DS}、电流 I_d 和栅极触发信号（g）决定。元件的符号和仿真模型如图 7-17 所示。

2. MOSFET 元件的静态伏安特性

MOSFET 元件的静态伏安特性如图 7-18 所示。

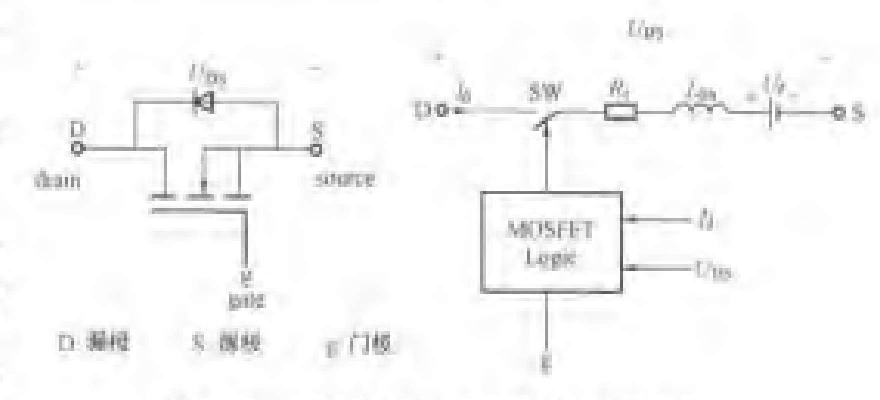


图 7-17 MOSFET 元件的符号和仿真模型

当漏一源极间电压 U_{ds} 为正且栅极输入正信号（$g>0$）时，MOSFET 元件开通；当栅极控制信号变为 0 时（$g=0$），MOSFET 开始关断，流过元件的正向电流逐渐下降；如果漏极电流 I_d 为负（I_d 流过内部二极管），当电流 I_d 下降为 0（$I_d=0$）时，MOSFET 关断。

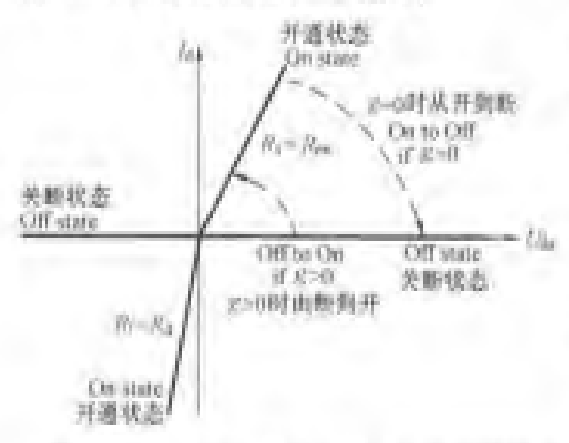


图 7-18 MOSFET 元件的静态伏安特性

注意，电阻 R_t 由漏电流方向决定。当 $I_d>0$ 时，$R_t=R_{on}$，其中 R_{on} 表示 MOSFET 元件正向导通电阻的典型值；当 $I_d<0$ 时，$R_t=R_d$，R_d 表示内部二极管电阻。

MOSFET 元件内部也含有一个 R_s-C_s 缓冲电路，它们并行连接在 MOSFET 的 D 极和 S 极之间。

3. MOSFET 元件的输入和输出

MOSFET 元件的图标见图 7-19，它有两个输入和两个输出。第一个输入 d 和输出 s 对应于 MOSFET 元件的漏极（D）和源极（S）；第二个输入 g 为加在栅极上的 Simulink 逻辑控制信号，第二个输出 m 用于测量 MOSFET 元件的电流和电压输出向量 $[I_{ak}, U_{ak}]$。

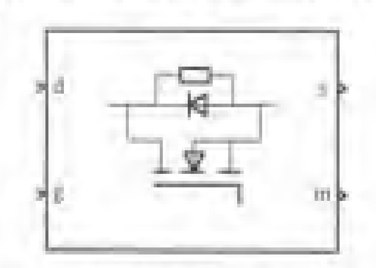


图 7-19 MOSFET 模块的图标



图 7-20 MOSFET 元件的参数设置对话框

4. MOSFET 元件的参数设置

MOSFET 元件的参数设置对话框如图 7-20 所示。

MOSFET 元件的参数设置包括 MOSFET 的内电阻 R_{on}、电感 L_{on}、内部二极管电阻 R_d、初始电流 I_c、缓冲电阻 R_s 和缓冲电

容 C_s 等，除二极管电阻 R_d 是一个新参数外，其他参数的含义和设置方法与可关断晶闸管元件相同。仿真含有 MOSFET 元件的电路时，也必须使用刚性积分算法。通常可使用 ode23tb 或 ode15s，以获得较快的仿真速度。

7.2 电力电子变流器中典型环节的仿真模型

7.2.1 同步 6 脉冲触发器的仿真模型

1. 同步 6 脉冲触发器仿真模块的功能和图标

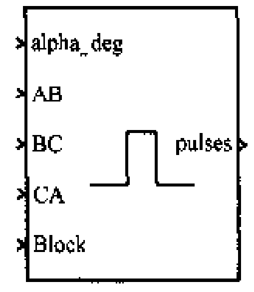


图 7-21 同步 6 脉冲触发器模块图标

同步 6 脉冲触发器模块用于触发三相全控整流器桥的 6 个晶闸管，模块的图标如图 7-21 所示。

同步 6 脉冲触发器可以给出双脉冲，双脉冲间隔为 60°，触发器输出的 1~6 号脉冲依次送给三相全控整流器桥对应编号的 6 个晶闸管。如果三相整流器桥模块使用 Power System 模块库中的 “Universal Bridge” 模块（功率器件选用晶闸管），则同步 6 脉冲触发器的输出端直接与三相整流器桥的脉冲输入端相连接，如图 7-22 所示。

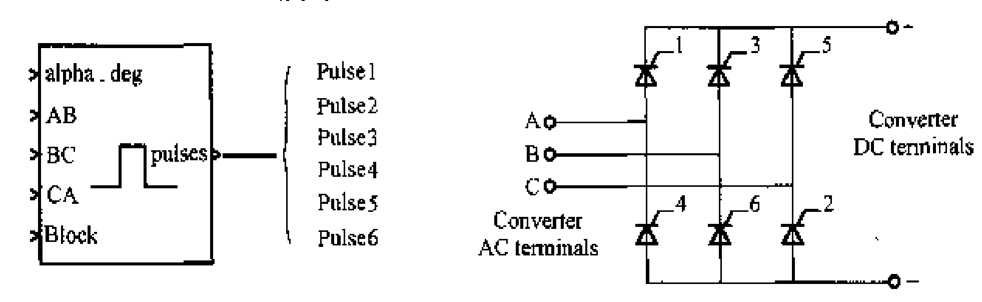


图 7-22 同步 6 脉冲触发器和晶闸管整流器桥

如果用单个晶闸管元件自建三相晶闸管整流器桥，则同步 6 脉冲触发器的输出端输出的 6 维脉冲向量依次送给相应的 6 个晶闸管。

2. 同步 6 脉冲触发器的输入和输出

该模块有 5 个输入端，如图 7-21 所示。

(1) 输入 alpba-deg 是移相控制角信号输入端，单位为（度）。该输入端可与“常数”模块相连，也可与控制系统中的控制器输出端相连，从而对触发脉冲进行移相控制；

(2) 输入 AB、BC、CA 是同步线电压 U_{AB}、U_{BC} 和 U_{CA} 输入端，同步电压就是连接到整流器桥的三相交流电压的线电压；

(3) 输入 Block 为触发器模块的使能端，用于对触发器模块的开通与封锁操作。当施加大于 0 的信号时，触发脉冲被封锁；当施加等于 0 的信号时，触发脉冲开通；

(4) 输出为一个 6 维脉冲向量，它包含 6 个触发脉冲。

移相控制角的起始点为同步电压的零点。

3. 同步 6 脉冲触发器的参数

同步 6 脉冲触发器的参数设置对话框如图 7-23 所示。

(1) 同步电压频率，单位（Hz） 通常就是电网频率；

(2) 脉冲宽度，单位（度）；

(3) 双脉冲 这是个复选框，如果进行了勾选，触发器就能给出间隔60°的双脉冲。



图7-23 同步6脉冲触发器的参数设置对话框

7.2.2 PWM发生器的仿真模型

1. PWM发生器仿真模块的功能及图标

PWM发生器模块用于产生脉宽调制系统需要的PWM脉冲，该模块产生的脉冲可触发单相半桥（一桥臂）、单相全桥（二桥臂）和三相桥式（三桥臂）中的全控型器件（如MOSFET、GTO、IGBT等），模块的图标如图7-24所示。

PWM发生器的输出脉冲路数取决于所选择的变流器桥中需要触发的元件数。例如：

(1) 触发单相半桥（一桥臂）变流器：PWM发生器需要输出2路脉冲，脉冲1触发一相变流器的上桥臂元件；脉冲2触发下桥臂元件，此处桥臂上的元件为IGBT。如图7-25所示。

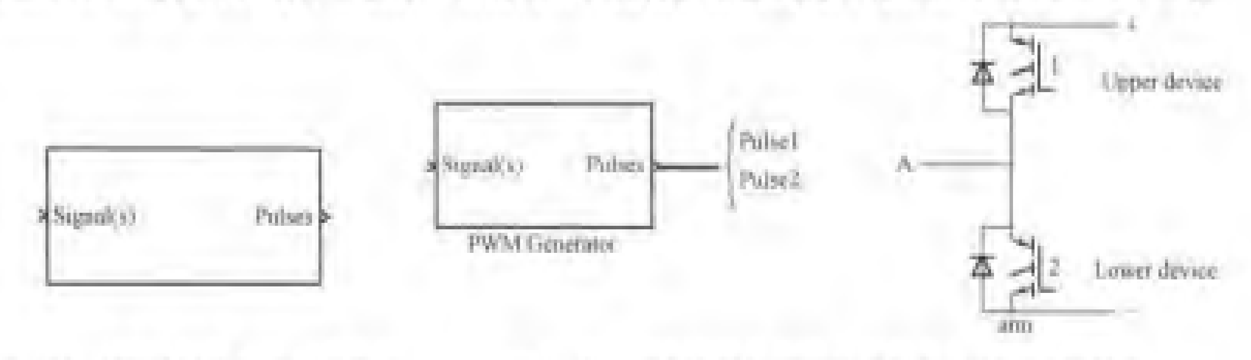


图7-24 PWM发生器的模块图标　　图7-25 PWM发生器的输出脉冲和对应的触发桥

(2) 触发单相全桥（二桥臂）变流器：PWM发生器需要输出4路脉冲。脉冲1、3分别触发单相全桥变流器1号、2号桥臂的上桥臂对应的元件；脉冲2、4分别触发1号、2号桥臂的下桥臂对应的元件。如图7-26所示。

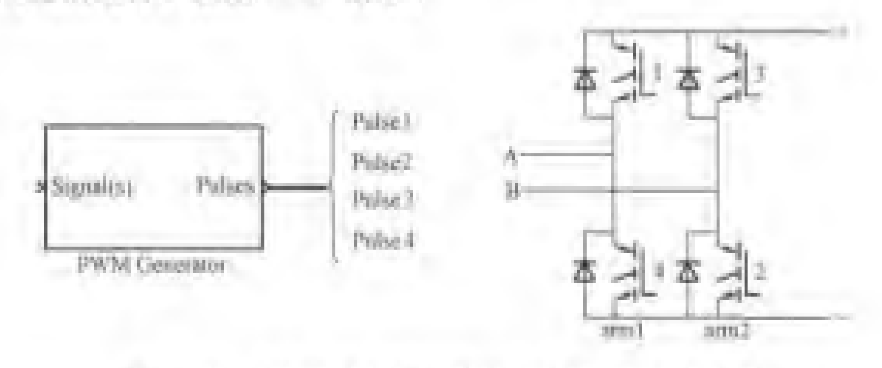


图7-26 PWM发生器的输出脉冲和对应的触发桥

(3) 触发三相桥式（三桥臂）：PWM发生器需要输出6路脉冲。脉冲1、3、5分别触

发三相变流器桥1号、2号和3号桥臂的上桥臂对应的元件；脉冲2、4、6分别触发对应的下桥臂对应的元件。如图7-27所示。

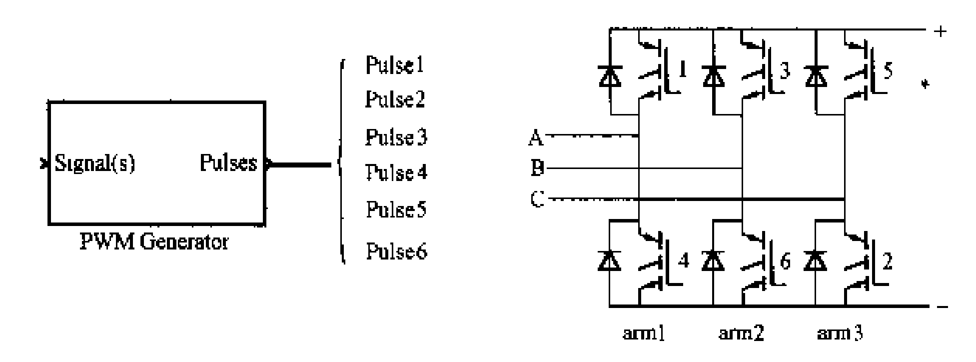


图7-27 PWM发生器的输出脉冲和对应的触发桥

该模块还能提供用于触发双三相变流器桥所需要的12路脉冲。

PWM调制原理是将三角载波信号与正弦参考波信号相比较来产生PWM波形，参考信号可以由PWM发生器自身产生，也可以由连接在模块输入端的外部信号源产生。

通过设置参考信号的幅值、相位、频率，去控制与PWM发生器相连接的变流器桥的交流侧输出电压。同一个桥臂上的两个脉冲是相反的，当一个为“1”时另外一个必须为“0”。

2. PWM发生器仿真模块的输入和输出

(1) signal (s)。当调制信号不选择内部方式时，模块signal (s) 端应输入一个正弦参考信号。当PWM发生器模块被用于触发单相半桥（一桥臂)、单相全桥（二桥臂）变流器时，变流器桥的输入端可输入单相正弦参考信号；当PWM发生器模块被用于触发单个或两个三相变流器（三桥臂）桥时，变流器桥的输入端需要输入一个三相正弦参考信号。

当选择内部调制信号时，模块signal (s) 端的输入可以空着，不接信号。

(2) Pulses。输出可以4种方式工作，分别输出2、4、6、12路触发脉冲，用于触发单相半桥（一桥臂)、单相全桥（二桥臂）和三相桥式（三桥臂）和三相桥式（双三桥桥臂）中的全控型器件（如MOSFET、GTO、IGBT等)。

3. PWM发生器仿真模块的参数

PWM发生器的参数设置对话框如图7-28所示。

(1) 发生器工作模式　用于指定产生的脉冲路数，脉冲路数正比于需要触发的桥臂数，通常1个桥臂上有两个自关断器件，需要2路脉冲。

(2) 载波频率，单位 (Hz)　三角载波信号的频率。

(3) 调制信号的内部产生方式　这是个复选框，如果进行了勾选，调制信号由模块内部自身产生；否则，必须使用外部信号产生调制信号。

(4) 调制度 ($0<m<1$)　即内部参考信号的幅值。调制度必须大于0且小于1，该参数用于控制被控变流器桥的输出电压幅值。

只有勾选了“Internal generation of modulating signal (s)”复选框后，才可以看到“Modulation index ($0<m<1$)”参数。

(5) 输出电压频率，单位 (Hz)　即内部参考信号的频率。该参数可用于控制受控变

流器桥交流侧输出电压的频率。只有勾选了"Internal generation of modulating signal (s)"复选框后，才可以看到"Frequency of output voltage (Hz)"参数。

(6) 输出电压相位，单位（度）　即内部参考信号的相位。该参数可用于控制受控变流器桥交流侧输出电压的频率。只有勾选了"Internal generation of modulating signal (s)"复选框后，才可以看到"Phase of output voltage"参数。

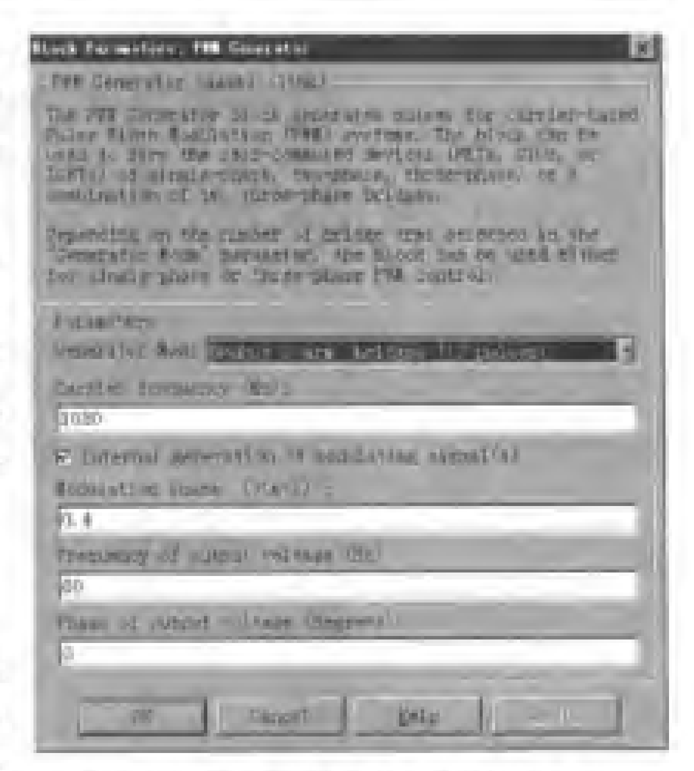


图 7-28　PWM发生器的参数设置对话框

7.2.3　通用变流器桥的仿真模型

1. 通用变流器桥仿真模块的功能

通用变流器桥模块是由六个功率开关元件组成的三相桥式通用变流器模块。功率开关的类型和变流器的结构可通过对话框进行选择。功率开关和变流器的类型有：Diode桥、Thyristor桥、GTO－Diode桥、MOSFET－Diode桥、IGBT－Diode桥、Ideal switch桥；桥的结构有单相、两相和三相。

2. 通用变流器桥仿真模块的图标、输入和输出

通用变流器桥的图标如图7-29所示。

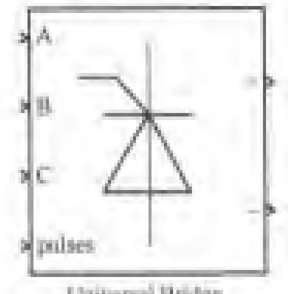


图 7-29　通用桥的图标

模块的输入和输出端取决于所选择的变流器桥的结构：

当A，B，C被选择为输入端，则直流dc（＋　－）端就是输出端。

当A，B，C被选择为输出端，则直流dc（＋　－）端就是输入端。

除二极管桥外，其他桥的"Pulses"输入端可接受来自外部模块用于触发变流器桥内功率开关的触发信号。

3. 通用变流器桥仿真模块的参数

通用桥的参数设置对话框如图7-30所示。

(1) 端口结构　设定A、B、C为输入端：即将通用桥模块的A、B、C输入口与通用变流器桥内的1、2、3号桥臂连接起来；模块的（＋　－）输出口与变流器的直流（＋－）端相连接；

设定A、B、C为输出端：即将通用变流器模块的A、B、C输出口与通用变流器桥内3、2、1号桥臂连接起来；（＋　－）输入口和直流端相连接，如图7-31所示。

(2) 缓冲电阻 R_s，单位（Ω）为了消除模块中的缓冲电路，可将缓冲电阻 R_s 的参数设定为inf；

(3) 缓冲电容 C_s，单位（F）为了消除模块中的缓冲电路，可将缓冲电容 C_s 参数设定为

0；为了得到纯电阻缓冲电路，可将缓冲电容 C_s 参数设定为 inf；



图 7-30 通用桥的参数设置对话框

（4）电力电子器件类型的选择 选择通用变流器桥中使用的电力电子器件的类型；

（5）内电阻 R_{on}，单位（Ω）通用变流器桥中使用的功率电子元件的内电阻；

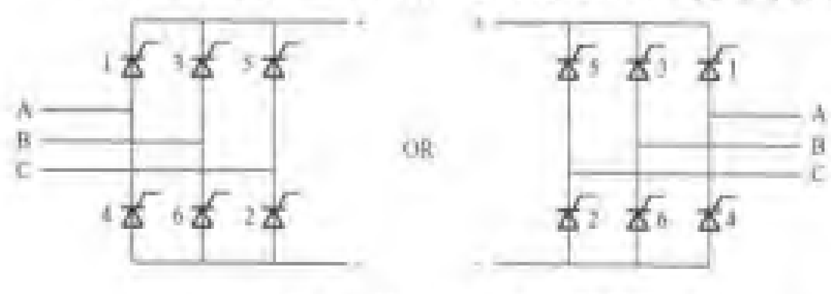


图 7-31 输入、输出口与变流器桥臂的连接

（6）内电感 L_{on}，单位（H）变流器桥中使用的二极管、晶闸管、MOSFET 等功率电子元件的内电感；

（7）T_f、T_t，单位（s） T_f 和 T_t 分别为 GTO、IGBT 元件的电流下降时间和拖尾时间。

7.3 典型电力电子变流电路的应用仿真

在附录中简要说明了 Simulink、Power System 模块库资源和仿真的方法，在本章的前面几节，我们又介绍了典型电力电子器件、电力电子变流器中典型环节的仿真模型。在此基础上，本节按照变流器的四种变流方式对典型电力电子变流装置进行应用仿真举例，并与实物实验内容进行对照。讨论的具体内容有：晶闸管单相半波可控整流、单相全波可控整流、晶闸管单相全控桥式可控整流、单相半控桥式整流、晶闸管三相半波整流、三相桥式半控整流、三相桥式全控整流；晶闸管单相桥式全控整流及有源逆变、三相半波整流及有源逆变、三相桥式全控整流及有源逆变；晶闸管单相交流调压器、三相交流调压器、晶

闸管单相交—交变频器、三相交—交变频器，以及几种直流—直流变流器的仿真。它们分别是电能四种变换方式中的典型应用系统，仿真手段主要采用图形化的建模与仿真方法。仿真时，还讨论了变流装置带不同负载时的工作情况。

7.3.1 交流—直流变换电路的建模与仿真应用实例

晶闸管单相和三相可控整流器是典型的“交流—直流”变换器，应用较广泛。下面讨论几种晶闸管整流器带不同负载时，系统的建模与仿真。

一、单相半波可控整流电路建模与仿真

1. 单相半波可控整流电路建模

(1) 建立一个新的模型窗口，命名为DXBB（文件名在符合语法的情况下，可任意定）。

(2) 打开附图1-12所示的电力电子模块组，复制一个晶闸管模块到DXBB模型窗口中。

(3) 打开晶闸管参数设置对话框，按如下参数进行参数设置：$R_{on}=0.001\Omega$；$L_{on}=0H$；$U_f=0.8V$；$I_c=0A$；$R_s=10\Omega$；$C_s=4.7e-6F$（注意RC缓冲电路是晶闸管模块的组成部分）。

(4) 打开附图1-9所示的电源模块组，复制一个电压源模块到DXBB模型窗口中；打开参数设置对话框，参数设置为：幅值50V；初相位0；频率是50Hz的正弦交流电。

(5) 打开附图1-11所示的元件模块组，复制一个串联RLC元件模块到DXBB模型窗口中；打开参数设置对话框，按仿真要求设置参数。

(6) 打开附图1-10所示的测量模块组，复制一个电压测量装置以测量负载电压。

(7) 适当连接后，可以得到仿真电路如图7-32所示。

注意：晶闸管有一个以字母“m”命名的输出端口，该端口输出两路信号，第一路为晶闸管的电流I_{ak}、第二路为晶闸管的电压U_{ak}，将一个两输出的信号分离器（在附图1-5的信号与系统模块组中）连接到晶闸管的m端上，再将信号分离器的两个输出信号接入三通道示波器（在附图1-6的输出模块组中，在示波器特性基础对话框中将轴数设置为3可得到三通道示波器）。

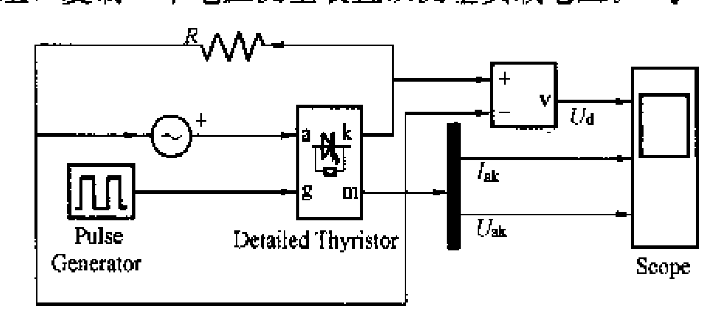


图7-32　单相半波整流电路仿真模型（电阻性负载）

(8) 建立给晶闸管提供触发信号的同步脉冲发生器（Pulse Generater）模型。从附图1-7的输入源模块组中复制一个脉冲发生器模块到仿真窗口中，并将其输出连接到晶闸管的门极上。脉冲发生器的参数设置如图7-33所示，即脉冲幅值为10V，周期为0.02s，脉宽占整个周期的30%，相位延迟（1/50）*（60/360）s=1/300s（即$\alpha=60°$）。

2. 单相半波可控整流电路的仿真

现在打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e—3，仿真开始时间设置为0，仿真停止时间设置为0.08s。仿真结果如图7-34所示，图中纵坐标U_d为负载电压（V），I_{ak}和U_{ak}分别为流过晶闸管的电流（A）和晶闸管两端承受的电压（V），横坐标

的单位为（s）（由于仿真波形是从示波器窗口获得的，不便于标注单位和坐标，为此以文字说明。后面相关内容相同，遇到上述情况时不再重复说明）。

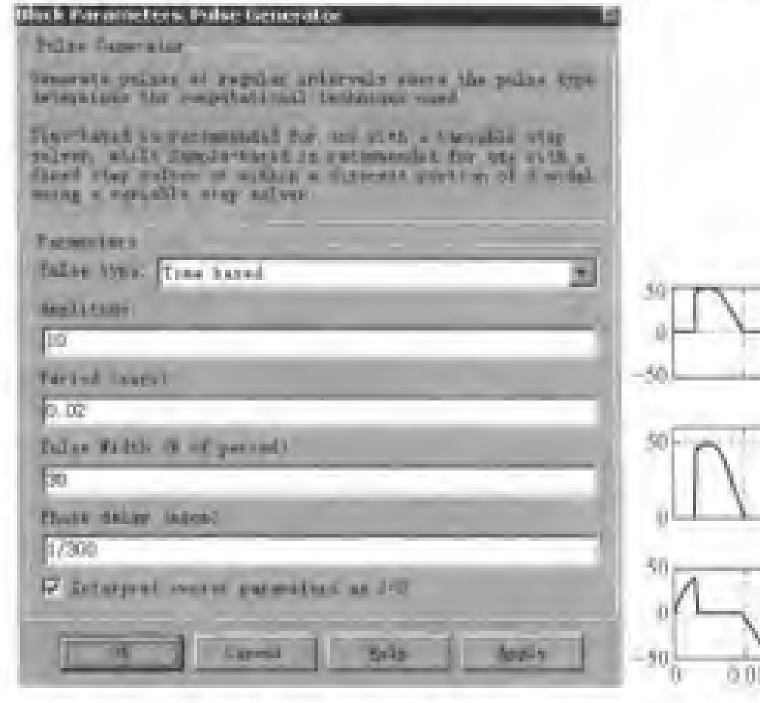


图7-33　脉冲发生器的参数设置对话框

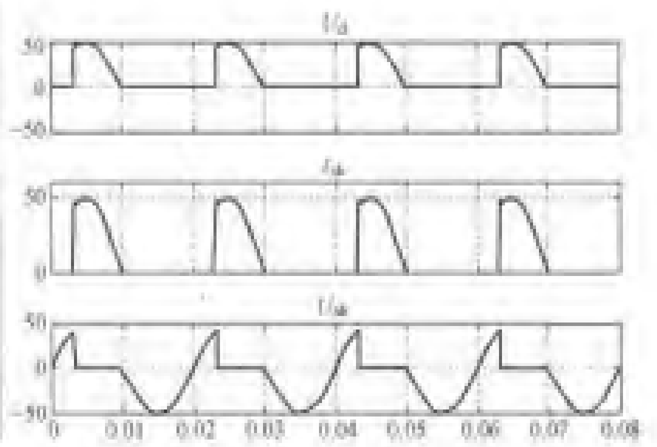


图7-34　$\alpha=60°$单相半波整流电路仿真结果（电阻性负载）

（1）电阻性负载时的仿真结果。

负载参数：负载$R=1\Omega$；$L=0H$；$C=\inf$（即电阻性负载）。

该仿真结果与理论分析、实物实验结果非常相符，读者可在0°～180°之间任意改变α的值，观察不同α角时的波形情况，这里不再赘述。

（2）电感性负载时的仿真结果。

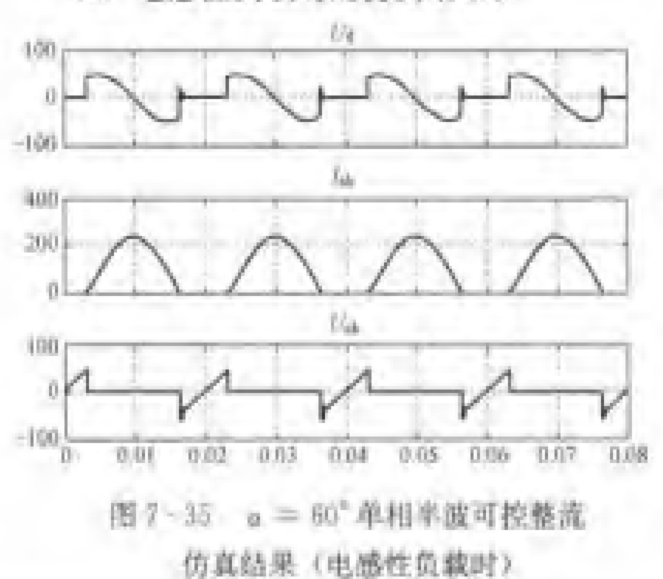


图7-35　$\alpha=60°$单相半波可控整流仿真结果（电感性负载时）

将图7-32单相半波整流电路仿真模型窗口中的串联*RLC*元件模块参数设置对话框打开，负载参数设置为：$R=0\Omega$；$L=0.001H$；$C=\inf$（即设为电感性负载）。其仿真结果如图7-35所示。

从仿真波形看，U_d的电压出现了负值，而U_{ak}为零的晶闸管导通区间也变大了，与理论分析结果一致。读者也可作改变α值的仿真工作，观察不同α角时的仿真波形情况。

（3）阻感性负载（带续流二极管）。

在图7-32的基础上加一个续流二极管Diode1，其参数设置同晶闸管参数；复制一个电流测量装置以测量负载电流；打开附图1-5

信号与系统模块组，复制1个Selector选择开关模块，打开参数设置对话框，elements参数为2（即选择第二路信号，这里第二路信号为晶闸管的电压 U_{ak}），Input port width输入信号总数设为2，其他为默认值。

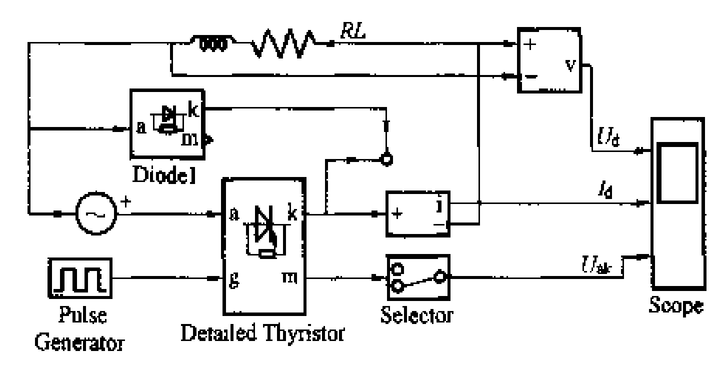


图7-36　单相半波可控整流接续流二极管时电路仿真模型（阻感性负载）

搭建的仿真模型如图7-36所示。其中 RLC 参数为 $R = 8\Omega$、$L = 0.07\text{H}$、$C = \text{inf}$（即设为阻-感性负载），I_d 为负载电流（A），U_d 为负载电压（V），I_{ak}、U_{ak} 分别为流过晶闸管的电流（A）和晶闸管两端承受的电压（V）。仿真结果如图7-37所示。

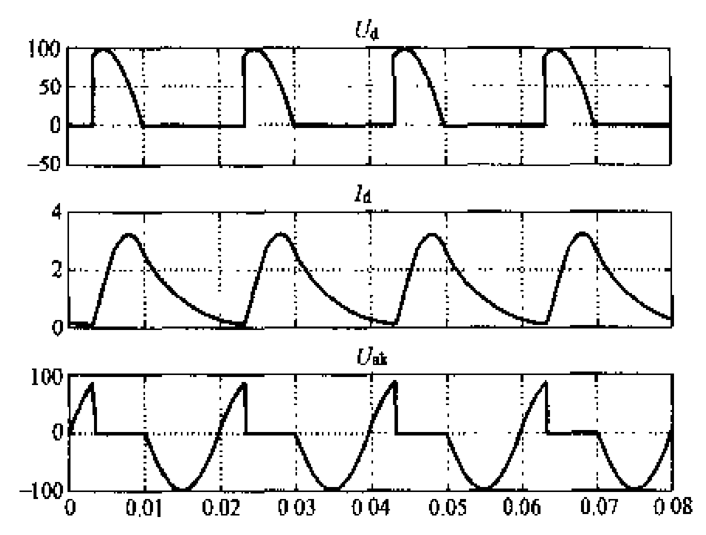


图7-37　$\alpha = 60°$ 单相半波可控整流的仿真结果（带电感性负载接续流二极管）

仿真结果分析：从仿真波形可以看出，加续流二极管后，阻感性负载的负载电压 U_d、晶闸管两端的电压 U_{ak} 波形与电阻性负载完全一致，只是负载电流受到电感的阻碍作用，波形上升和下降都变慢。

以上不同负载下的仿真结果与理论分析完全相符。读者可在0°～180°之间任意改变 α 的值，观察不同 α 角时的波形情况，以便与理论分析结果相比较。

二、单相全波可控整流电路建模与仿真

1. 单相全波可控整流电路建模与参数设置

(1) 建立一个新的模型窗口，命名为DXQB。

(2) 打开附图1-12所示的电力电子模块组，复制1个晶闸管模块到DXQB模型中。

(3) 打开晶闸管参数设置对话框，按如下参数进行参数设置：$R_{on} = 0.001\Omega$；$L_{on} = 0\text{H}$；$U_f = 0.8\text{V}$；$I_c = 0\text{A}$；$R_s = 10\Omega$；$C_s = 4.7\text{e}-6\text{F}$，再复制1个参数设置相同的晶闸管模块。

(4) 打开附图1-9所示的电源模块组，复制2个电压源模块到DXQB模型中，分别命名为 U_A、U_B；打开参数设置对话框，参数设置：幅值50V；初相位分别为0°、180°；频率50Hz的正弦交流电。

(5) 打开附图1-11所示的元件模块组，复制一个串联 RLC 元件模块到DXQB模型窗口中，打开参数设置对话框，按仿真要求设置参数。

(6) 打开附图1-10所示的测量模块组，复制一个电压测量装置和一个电流测量装置到DXQB模型窗口中，以测量负载电压和电流；打开附图1-6输出模块组，复制1个Scope

示波器装置以观察波形；打开参数设置对话框，在示波器特性基础对话框中将轴数设置为3，可得到三通道示波器。

(7) 打开附图1-13连接器模块组，复制2个L-connector模块到DXQB模型窗口中。

(8) 打开附图1-5信号与系统模块组，复制1个Selector选择开关模块到DXQB模型窗口中，打开参数设置对话框，elements参数为2；Input port width输入信号总数设为2；其他为默认值。

(9) 建立给晶闸管提供触发信号的同步脉冲发生器（Pulse Generater）模型。从附图1-7的输入源模块组中复制2个脉冲发生器模块到仿真窗口中，并将其输出连接到晶闸管的门极上。脉冲发生器Pulse1的参数设置如图7-33所示，即脉冲幅值为10V，周期为0.02s，脉宽占整个周期的30%，相位延迟（1/50）*（60/360）s=1/300s（即$\alpha=60^\circ$）。同步脉冲发生器Pulse2的参数设置：除相位延迟为（0.01+1/300）s（即$\alpha=180^\circ+60^\circ$）外，其他参数与Pulse1参数设置同；两脉冲信号相位相差180°，保证了脉冲与电源同步。

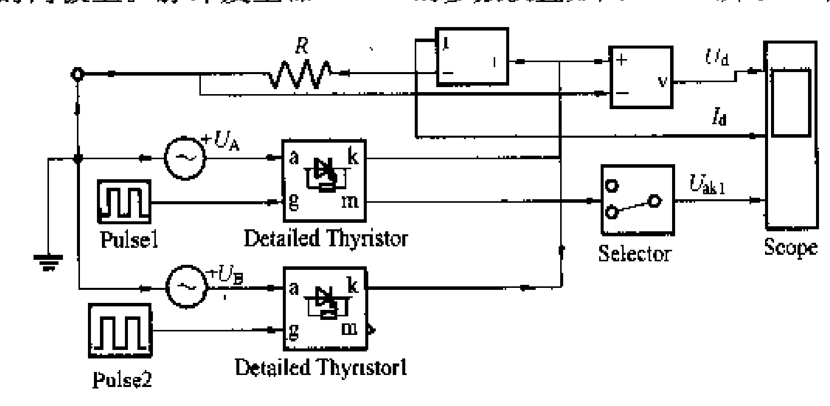


图7-38 单相全波可控整流电路仿真模型（电阻性负载）

(10) 适当连接后，可以得到仿真电路如图7-38所示。

2. 单相全波可控整流电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e-3，仿真开始时间设置为0，仿真停止时间设置为0.08。图7-38中U_d、I_d分别为负载电压（V）和电流（A），U_{ak1}为晶闸管VT1两端的电压（V）。

(1) 电阻性负载时的仿真结果。

负载参数：负载$R=1\Omega, L=0\text{H}, C=\text{inf}$（即设为电阻性负载）。仿真结果如图7-39所示。

(2) 阻感性负载时仿真结果。

RL参数为$R=2\Omega; L=0.02\text{H}; C=\text{inf}$（即设为阻感性负载），其仿真结果如图7-40所示。

与单相半波整流电路仿真波形相比较，输出的电压和电流波形频率都提高了一倍，而单个晶闸管的工作情况与半波整流电路一样，所以晶闸管的端电压也与半波电路一致。另外读者可在0°~180°之间任意改变α的值，观察不同α角时的波形情况，并

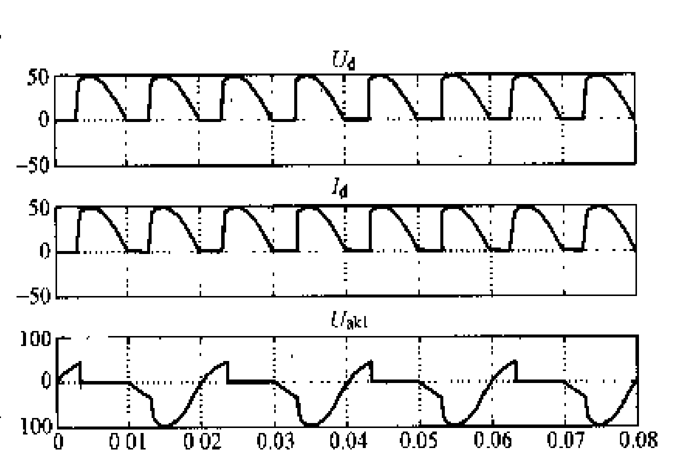


图7-39 $\alpha=60^\circ$单相全波可控整流仿真结果（电阻性负载）

将仿真结果与理论分析相比较并进行思考。

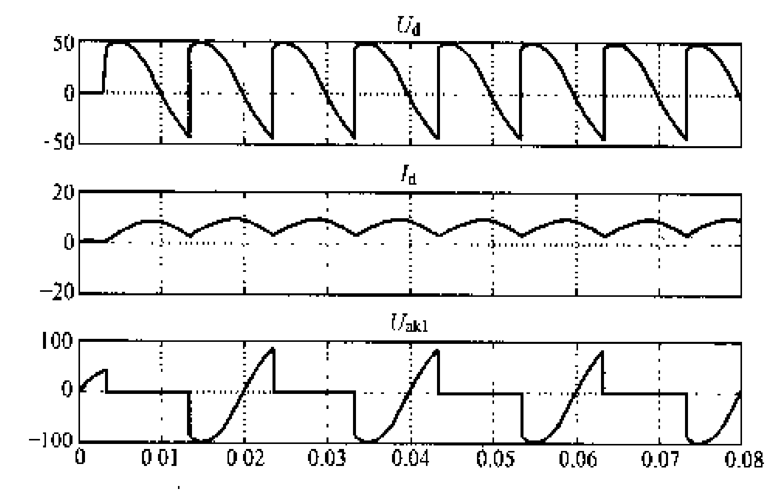


图7-40　α = 60°单相全波可控整流仿真结果（阻感性负载时）

三、单相桥式半控整流电路建模与仿真

1. 单相桥式半控整流电路的建模

(1) 单相桥式半控整流器的建模、参数设置与封装。

1）建立一个新的模型窗口，命名为DXQBK；

2）打开附图1-12所示的电力电子模块组，复制1个晶闸管模块、1个二极管Diode模块到DXQBK模型窗口中；

3）打开晶闸管和二极管模块的参数设置对话框，都按如下参数进行设置：R_{on} = 0.001Ω、L_{on} = 0H、U_f = 0.8V、I_c = 0A、R_s = 10Ω、C_s = 4.7e−6F；

4）将设置好参数的晶闸管、二极管模块进行复制，得到另外一个有相同参数的模块，将它们分别命名为VT1、VT2、VD1、VD2；

5）将两个晶闸管和二极管连接成单相桥式半控整流器电路。通过连接器B1、B2将晶闸管模块按共阴极、二极管模块按共阳极连接，并用out1、out2将信号引出；通过连接器L1、L2分别将U_A、U_N相电压引入电路中；通过信号分离器Demux将两路脉冲信号P加到对应的晶闸管门极上；通过信号分离器Demux1将晶闸管VT1的输出端口"m"电流I_{ak1}、电压U_{ak1}作为信号输出；VD2的输出端口"m"经过"选择开关"选择二极管VD2两端的电压u_{D2}作为输出，最终得到单相桥式半控整流器仿真模型如图7-41(a)所示，封装后的符号如图7-41(b)。

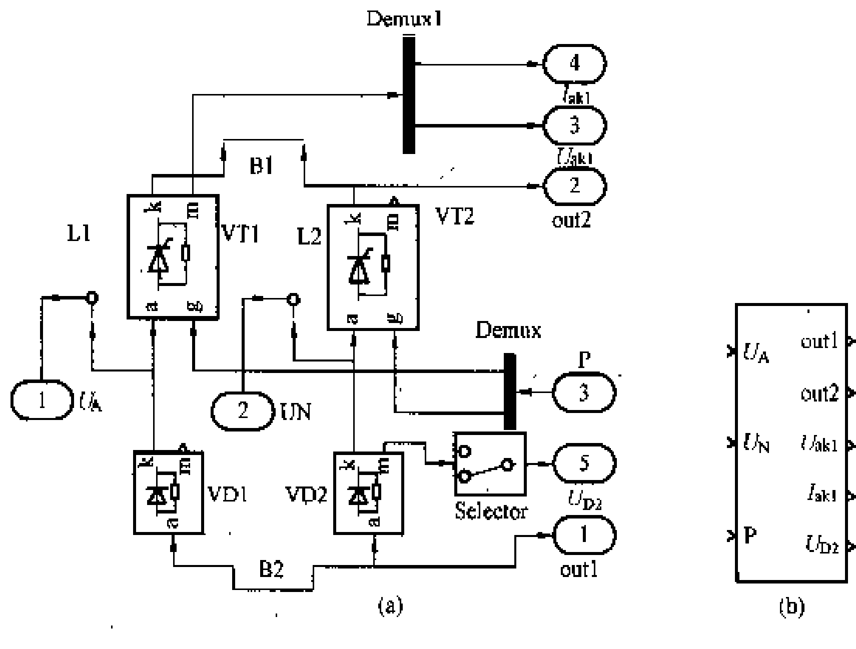


图7-41　单相桥式半控整流器模型及封装后的符号图

(2) 单相桥式半控整流电路的建模、参数设置。

单相桥式半控整流电路的建模：建立一个新的模型窗口，命名为DXQBKZLQ；复制一个Mux模块到DXQBKZLQ模型窗口中；将封装后的单相桥式半控整流器子系统复制到DXQBKZLQ模型窗口中；参照以上介绍的内容，通过合适的连接，最后连接成如图7-42

所示的单相桥式半控整流器电路命名为DXQBKZLQ的仿真模型。各模块的参数设置如下：

脉冲参数：同步脉冲发生器Pulse的参数设置：脉冲幅值为10V，周期为0.02s，脉宽占整个周期的30%，相位延迟1/300s（即$\alpha=60°$）；脉冲发生器Pulse1的参数设置：除相位延迟为（0.01+1/300）s（即$\alpha=180°+60°$）外，其他参数与Pulse参数设置同；两脉冲信号相位相差180°。

电压源模块U_A参数设置：幅值为50V，初相位为0，频率是50Hz的正弦交流电。

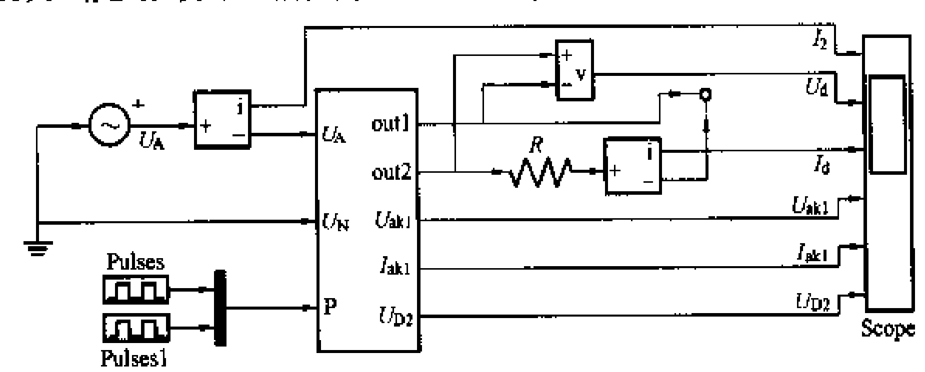


图7-42 单相桥式半控整流器电路的仿真模型

2. 单相桥式半控整流电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e−3，仿真开始时间设置为0，仿真停止时间设置为0.08s。图7-42中U_d、I_d分别为负载电压（V）和电流（A），U_{ak1}、I_{ak1}分别为晶闸管VT1两端的电压（V）和流过VT1晶闸管的电流（A），U_{D2}为二极管VD2两端的电压（V）、I_2为流过变压器的电流（A）。

（1）电阻性负载时的仿真结果。

当负载$R=1\Omega, L=0H, C=\inf$（即设为电阻性负载）时，仿真结果如图7-43所示。

从仿真波形看，负载电压U_d和电流I_d是受控的单相全波，与单相全波全控电路的输出是一致的；晶闸管VT1的端电压U_{ak1}和电流I_{ak1}也类似；而流过变压器的电流I_2为对称的正负波形；二极管VD2两端的电压U_{D2}的波形则是导通角为180°的正弦半波。这些都与理论分析非常相符。

（2）阻感性负载时的仿真结果。

当负载$R=25\Omega, L=0.2H, C=\inf$（即设为阻感性负载）时，仿真结果如图7-44所示。

（3）大电感性负载（接续流二极管）时的仿真结果。

读者可仿照单相半波可控整流电路，

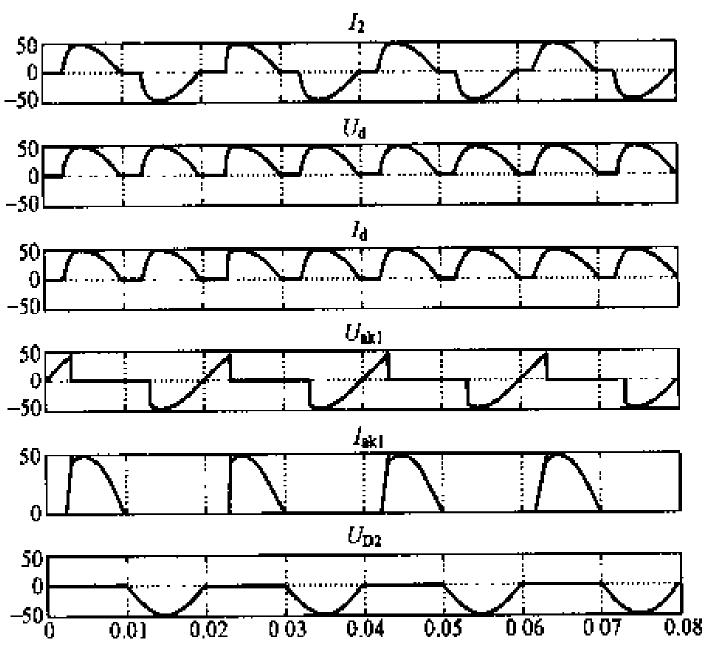


图7-43 $\alpha=60°$单相桥式半控整流器电路的仿真结果（电阻性负载）

自行设计参数进行仿真，这里不再给出仿真结果。

（4）反电势负载时的仿真结果。

单相桥式半控整流电路带反电势负载时的仿真模型如图7-45所示，具体建模过程略。

参数设置除负载 $R = 0.5\Omega, L = 0\text{H}$，$C = \text{inf}, E = 20\text{V}$ 外，其他模块参数与图7-42中的都一样。

仿真结果如图7-46所示。图中 U_d 为负载电压（V）、I_d 为负载电流（A），U_A 为整流器输入电压（V）。

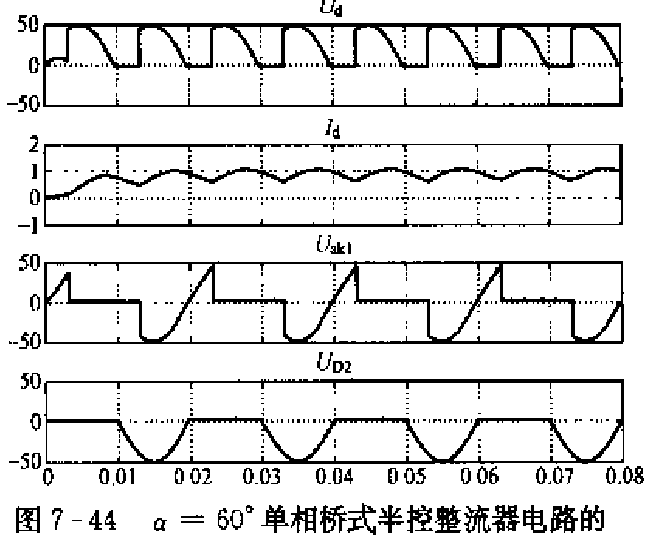


图7-44　$\alpha = 60°$ 单相桥式半控整流器电路的仿真结果（阻感性负载）

请读者将上述仿真结果与教材中的有关章节内容进行比较，并且在0°～180°之间任意改变 α 的值，观察不同 α 角时的波形情况，以便加深对理论的理解。

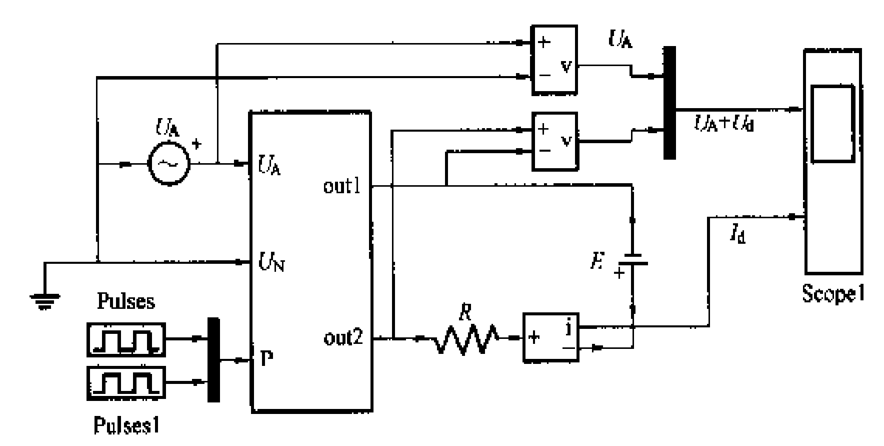


图7-45　单相桥式半控整流器电路的仿真模型（反电势负载）

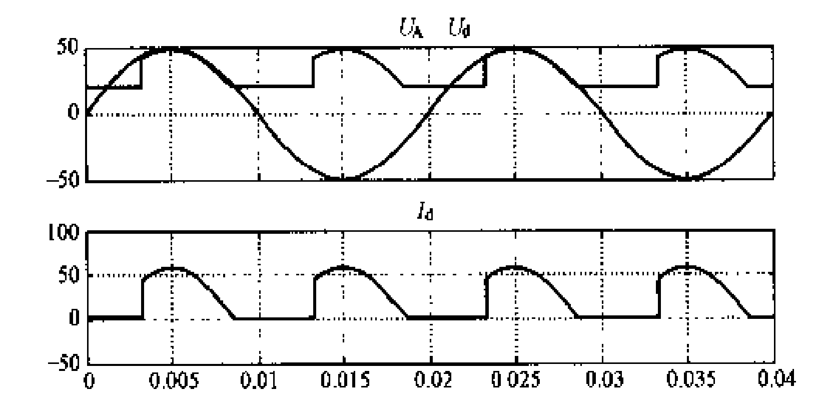


图7-46　$\alpha = 60°$ 单相桥式半控整流器电路的仿真结果（反电势负载）

四、单相桥式全控整流电路的建模与仿真

1. 单相桥式全控整流电路的建模

（1）单相桥式全控整流器的建模、参数设置与封装。

1）建立一个新的模型窗口，命名为DXQQK1；

2）打开附图1-12所示的电力电子模块组，复制1个晶闸管模块到DXQQK1模型窗口中；

3）打开晶闸管模块参数设置对话框，按如下参数进行设置：$R_{on}=0.001\Omega$、$L_{on}=0H$、$U_f=0.8V$、$I_c=0A$、$R_s=10\Omega$、$C_s=4.7e-6F$；

4）将设置好参数的晶闸管进行复制，得到另外3个有相同参数的模块，分别命名为VT1、VT2、VT3、VT4；

5）将4个晶闸管连接成单相桥式全控整流电路。通过连接器B1、B2分别将晶闸管模块按共阴极、共阳极连接，并用out1、out2将信号引出；通过连接器L1、L3分别将U_A、U_N相电压引入电路中；通过信号分离器Demux将两路脉冲信号P加到对应的晶闸管门极上（注意VT1和VT4用同一路脉冲，VT2和VT3用同一路脉冲，且两路脉冲相位相差180°）；通过选择开关Selector将晶闸管VT1的输出端口“m”的电压U_{ak}作为信号输出；最终得到单相桥式全控整流器仿真模型如图7-47（a），封装后的符号如图7-47（b）。

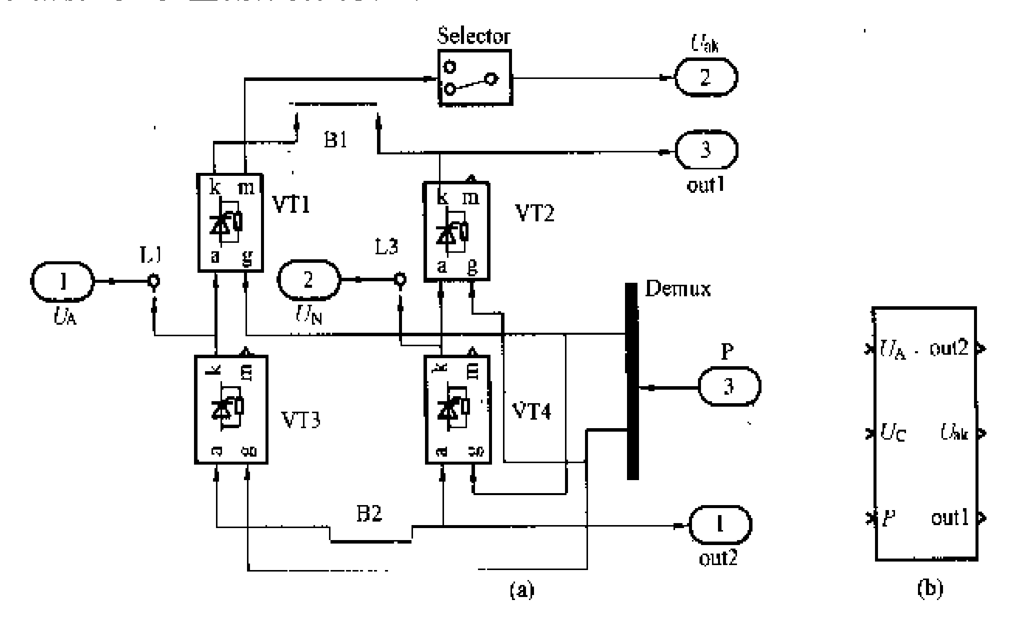


图7-47 单相桥式全控整流器模型及封装后的符号图

（2）单相桥式全控整流电路的建模、参数设置。

单相桥式全控整流电路的建模：建立一个新的模型窗口，命名为DXQQKZL；将封装后的单相桥式全控整流器子系统复制到DXQQKZL中；参照以上介绍的内容，通过合适的连接，最后连接成如图7-48所示的命名为DXQQKZL的单相桥式全控整流器电路仿真模型。

各模块的参数设置如下：同步脉冲发生器Pulse的参数设置：脉冲幅值为10V，周期为0.02s，脉宽占整个周期的30%，相位延迟1/300s（即$\alpha=60°$）；同步脉冲发生器Pulse1的参数设置：除相位延迟为（0.01+1/300）s（即$\alpha=180°+60°$）外，其他参数与Pulse参数设置同；两脉冲信号相位相差180°；电压源模块U_A参数设置：幅值为50V，初相位为0，频率是50Hz的正弦交流电。

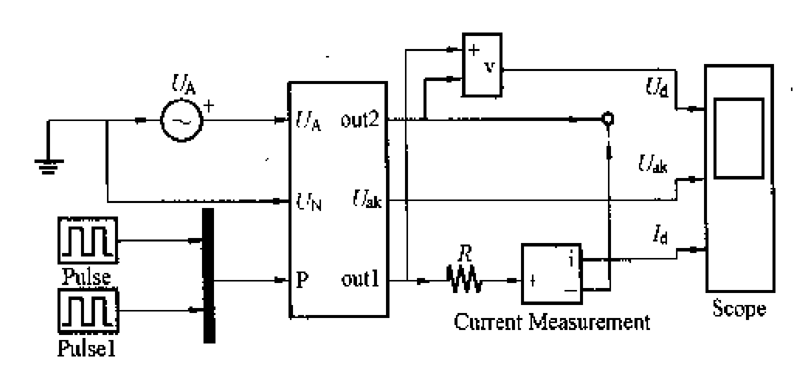


图7-48　单相桥式全控整流电路的仿真模型

2. 单相桥式全控整流电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e—3，仿真开始时间设置为0，停止时间设置为0.08s。图7-48中U_d、I_d、U_{ak}分别为负载电压（V）、负载电流（A）、晶闸管VT1两端的电压（V）。

（1）电阻性负载时的仿真结果。

当负载$R=1\Omega,L=0H,C=\inf$（即设为电阻性负载）时，仿真结果如图7-49所示。

（2）阻感性负载时的仿真结果。

当负载$R=2\Omega,L=0.02H,C=\inf$（即设为阻感性负载）时，仿真结果如图7-50所示。

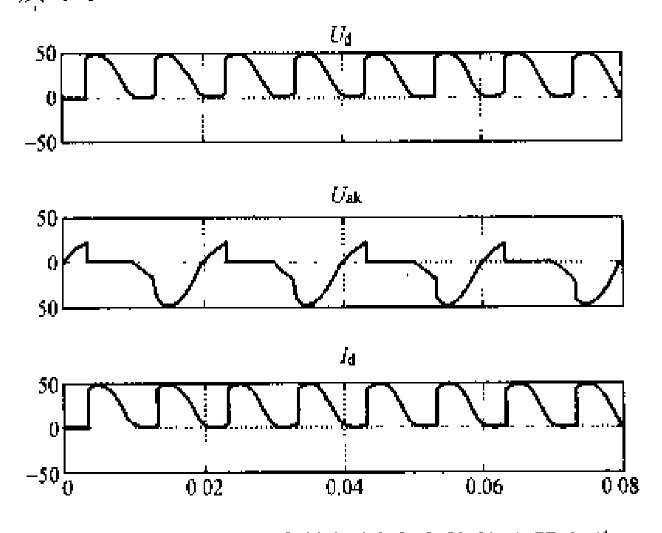


图7-49　$\alpha=60^\circ$单相桥式全控整流器电路的仿真结果（电阻性负载）

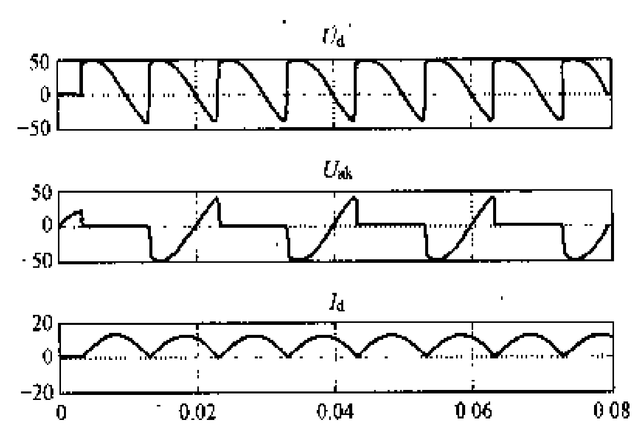


图7-50　$\alpha=60^\circ$单相桥式全控整流器电路的仿真结果（阻感性负载）

仿真结果与理论分析一致。

五、三相半波可控整流电路的建模与仿真

1. 三相半波可控整流电路的建模

（1）三相半波可控整流器的建模、参数设置与封装。

1）建立一个新的模型窗口，命名为SXBB；

2）打开附图1-12所示的电力电子模块组，复制1个晶闸管模块到SXBB模型窗口中；

3）打开晶闸管对话框，按如下参数进行设置参数：$R_{on}=0.001\Omega$；$L_{on}=0H$；$U_f=$

0.8V；$I_c=0$A；$R_s=10\Omega$；$C_s=4.7e-6$F；将设置好参数的晶闸管模块进行复制，得到另外2个有相同参数的模块，分别将它们命名为VT1、VT3、VT5；

4）打开附图1-6输出模块组；复制2个out1模块到SXBB模型窗口中，分别命名为out1、U_{ak}；

5）打开附图1-7输入源模块组，复制4个in1模块到SXBB模型窗口中，分别命名为U_A、U_B、U_C、P；

6）打开附图1-13连接器模块组，复制1个Bus Bar（thin horit）模块到SXBB模型窗口中，命名为B1，并将输入路数设为3，输出路数设为1；

7）打开附图1-5信号与系统模块组，复制1个Demux模块到SXBB模型窗口中，打开参数对话框，将输入的路数设为3路；

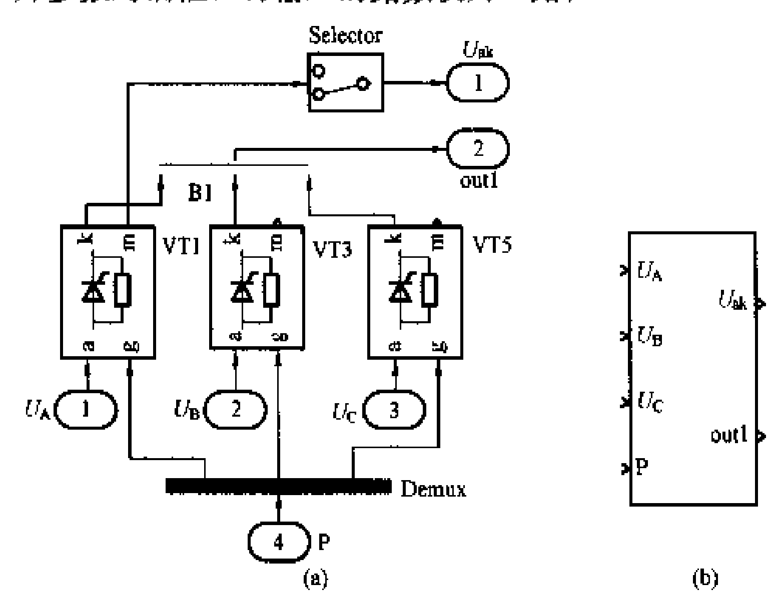


图7-51 三相半波整流器的模型及封装后的符号图

8）将3个晶闸管连接成三相半波可控整流器，通过连接器B1分别将3个晶闸管按共阴极连接起来，并用out1将信号引出；通过信号分离器Demux将3路脉冲信号P加到对应的晶闸管门极上；VT1的输出端口"m"经过"选择开关"选择晶闸管VT1两端的电压U_{ak}作为输出；输入源模块U_A、U_B、U_C将输入电压引入；最终得到三相半波可控整流器仿真模型如图7-51（a）所示，封装后的符号如图7-51（b）所示。

（2）同步电源与6脉冲触发器的封装。

同步电源与6脉冲触发器模块包括同步电源和6脉冲触发器两个部分，6脉冲触发器需三相线电压同步，所以同步电源的任务是将三相交流电源的相电压转换成线电压。同步电源与6脉冲触发器及封装后的子系统符号如图7-52（a）、（b）所示。

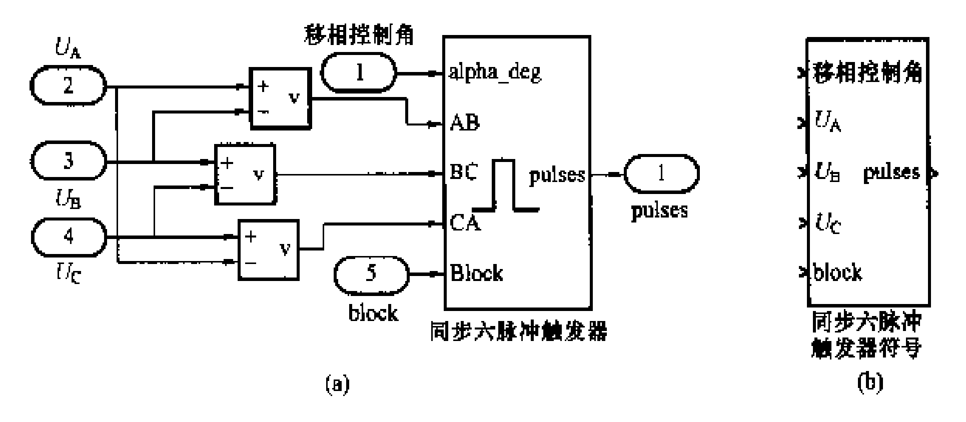


图7-52 同步6脉冲触发器及子系统符号

(3) 三相半波可控整流电路的建模、参数设置。

建立一个新的模型窗口，命名为SXBBKKZL。将封装后的三相半波可控整流器和同步6脉冲触发器子系统复制到SXBBKKZL模型窗口中。参考单相桥式半控整流电路的建模方法，三相半波可控整流电路的仿真模型如图7-53所示。

参数设置的几点说明：三相电源为对称正弦交流电源，幅值为50V，频率为50Hz，U_A、U_B、U_C初相位分别为0°、−120°、−240°；为了将脉冲触发器产生的六路脉冲有选择地加到对应的晶闸管上，采用了信号选择器selector：Elements设置为[1　3　5]，即选择第1、3、5路信号作为输出；Input port width参数设置为6，即信号总共有6路；为了使触发脉冲的功率满足晶闸管触发要求，脉冲触发器产生的六路脉冲采用放大器放大10倍（附图1-3数学运算模块组中的Gain模块，Gain参数改为10)；Constant1（附图1-7输入源模块组中）的参数可根据仿真要求改变，附图1-7中为30，即触发脉冲$\alpha = 30°$；Constant的参数设为0，作为同步六脉冲触发器的开关使能信号。

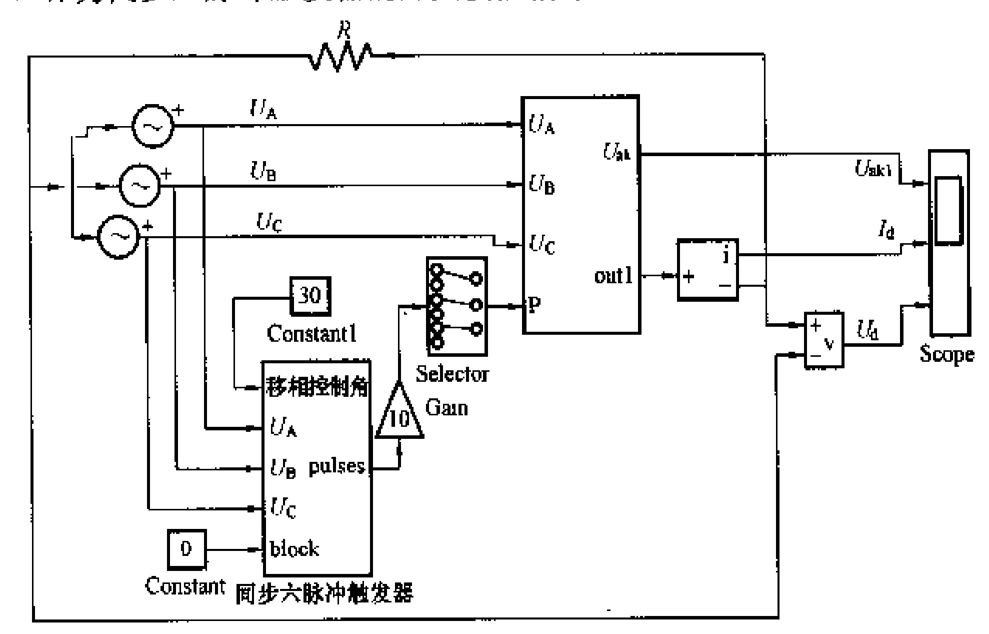


图7-53　三相半波可控整流电路的仿真模型

2. 三相半波可控整流电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e−3，仿真开始时间设置为0，停止时间设置为0.08s。图中U_d、I_d分别为负载电压（V）和负载电流（A)，U_{ak1}为晶闸管VT1两端的电压（V)。

(1) 电阻性负载时的仿真结果。

图7-54所示$\alpha = 30°$、90°为电阻性负载时的仿真结果，负载参数：$R = 2\Omega$，$L = 0H$，$C = \text{inf}$；

(2) 阻感性负载时的仿真结果。

打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e−3，仿真开始时间设置为0，停止时间设置为0.08s。图7-55中U_d、I_d为负载电压（V）和电流（A)，U_{ak1}为晶闸管VT1两端的电压（V)。仿真结果如图7-55所示，其中$\alpha = 90°$，阻感性负载参数：$R =$

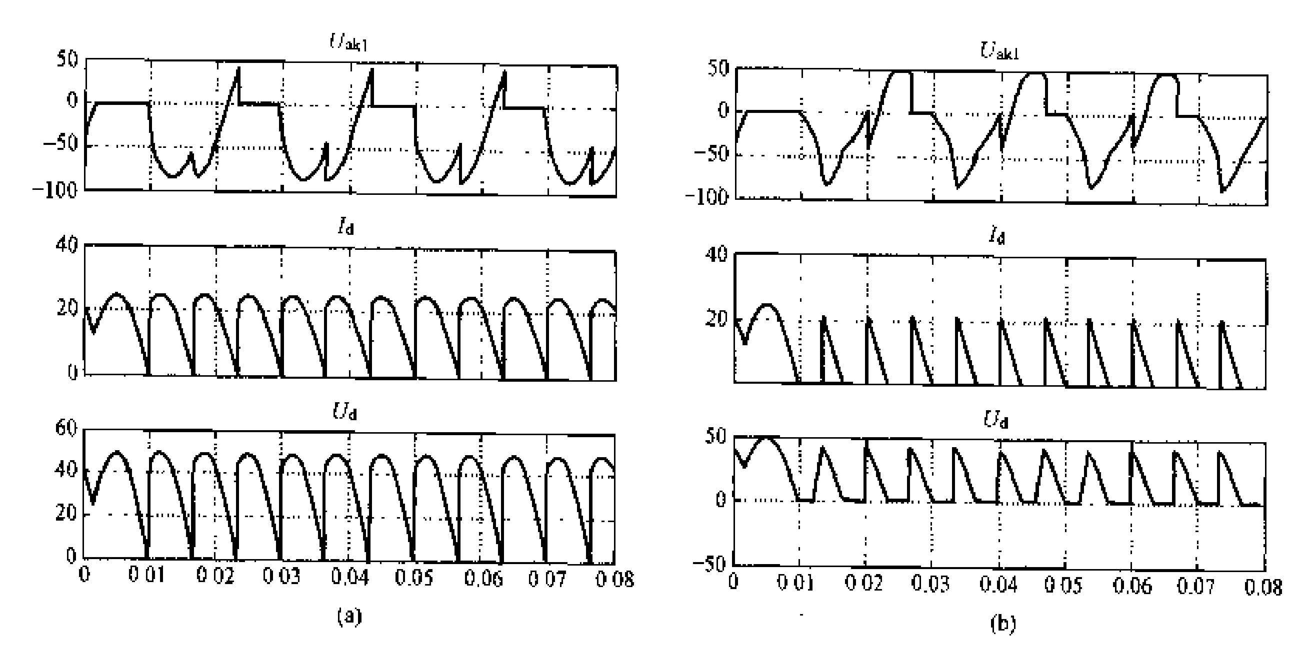


图 7-54　$\alpha=30°$、$90°$ 时三相半波可控整流电路仿真结果（电阻性负载）

(a) $\alpha=30°$；(b) $\alpha=90°$

$2\Omega, L=0.7\text{H}, C=\text{inf}$。

当 $\alpha=90°$ 时，阻感性负载的输出电压的正负波形对称，平均值为0，负载电流也近似为0，仿真结果证明了这一点。另外，不符的是仿真波形在前0.01s左右仿真结果有些失真，原因是现有同步6脉冲触发器信号模块的缺陷。若像前面几例介绍的直接调用Simulink中的脉冲触发信号，设置合适的参数，即可消除此现象，读者可自行搭建，并与之进行比较。后续仿真中如用到同步6脉冲触发器信号都会出现此现象，不再作说明。读者还可以在0°～150°之间任意改变 α 的值，观察不同 α 角时的波形情况，以便与理论分析比较。

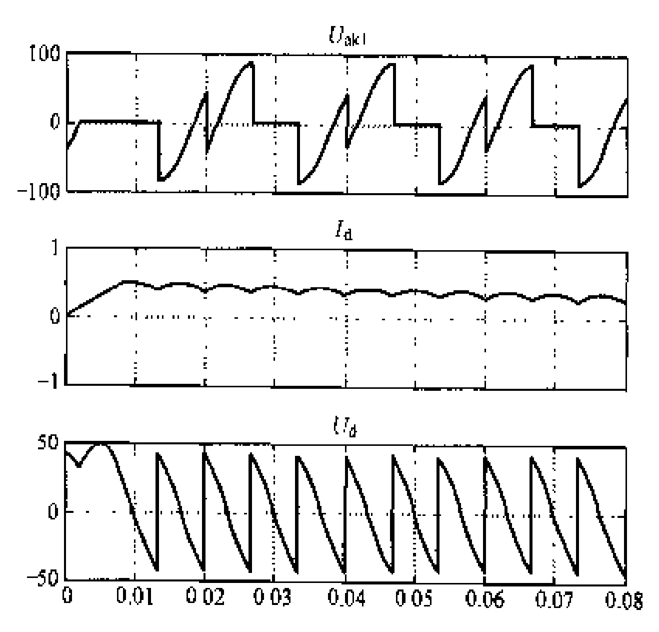


图 7-55　$\alpha=90°$ 三相半波可控整流电路的仿真结果（阻感性负载）

六、三相桥式半控整流电路的建模与仿真

1. 三相桥式半控整流电路的建模

(1) 三相桥式半控整流器的建模、参数设置与封装。

1) 建立一个新的模型窗口，命名为SXQBK1；

2) 打开附图1-12所示的电力电子模块组，复制1个晶闸管模块、1个二极管Diode模块到SXQBK1模型窗口中；

3) 打开晶闸管和二极管模块参数设置对话框，都按如下参数进行设置：$R_{on}=0.001\Omega$；$L_{on}=0\text{H}$；$U_f=0.8\text{V}$；$I_c=0\text{A}$；$R_s=10\Omega$；$C_s=4.7\text{e}-6\text{F}$；

4）将设置好参数的晶闸管、二极管模块进行复制，得到另外2个有相同参数的模块，将它们分别命名为VT1、VT3、VT5、VD1、VD2、VD3；

5）将3个晶闸管和3个二极管连接成三相桥式半控整流器电路。通过连接器B1、B2分别将晶闸管模块按共阴极、二极管模块按共阳极连接，并用out1、out2将信号引出；通过连接器L1、L2、L3分别将U_A、U_B、U_C相电压引入电路中；通过信号分离器Demux将三路脉冲信号P加到对应的晶闸管门极上；通过"选择开关"将晶闸管VT1的输出端口"m"电压U_{ak}作为信号输出；最终得到三相桥式半控整流电路仿真模型如图7-56（a）所示，封装后的符号如图7-56（b）所示。

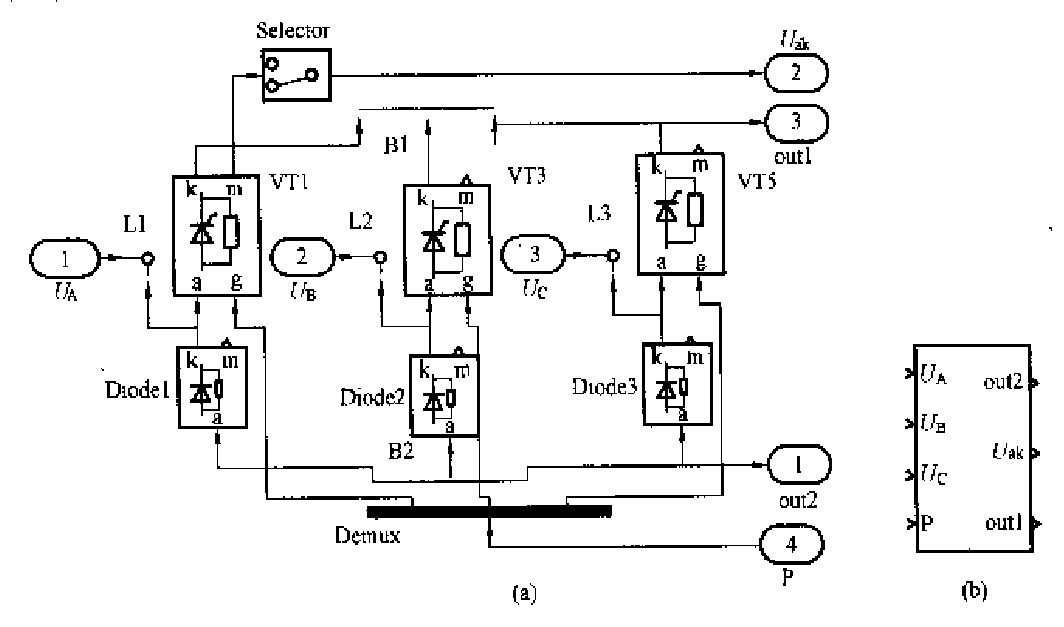


图7-56 三相桥式半控整流器的模型及封装后的符号图

（2）同步电源与6脉冲触发器的封装。

同步电源与6脉冲触发器的封装方法参见三相半波可控整流电路的建模与仿真有关内容。

（3）三相桥式半控整流电路的建模、参数设置。

参考三相半波可控整流电路的建模、参数设置方法。三相桥式半控整流电路的仿真模型如图7-57所示。

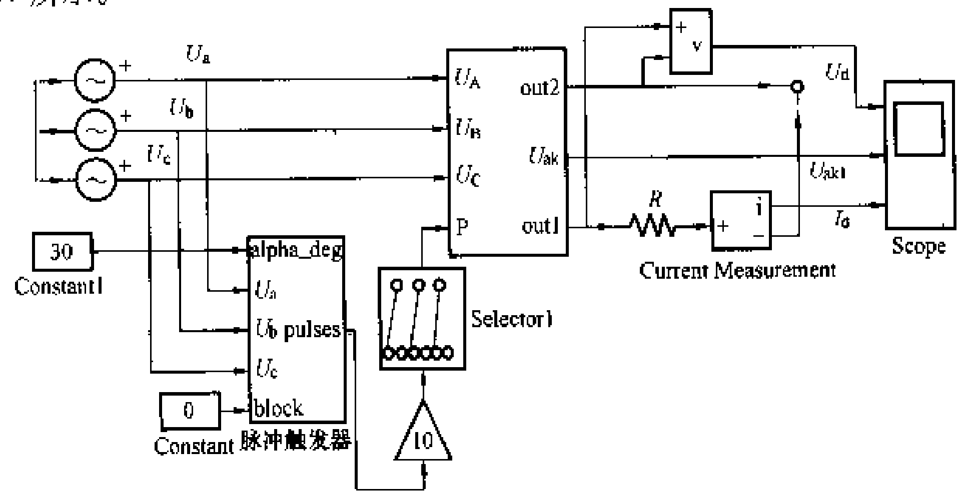


图7-57 三相桥式半控整流电路的仿真模型

2. 三相桥式半控整流电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择 ode23tb 算法，将相对误差设置为 1e−3，仿真开始时间设置为 0，停止时间设置为 0.08s。图 7-57 中 U_d、I_d 为负载电压（V）和负载电流（A），U_{ak1} 为晶闸管 VT1 两端的电压（V）。

（1）电阻性负载时的仿真结果。

如图 7-58 所示为 $\alpha = 30°$、$120°$ 时电阻性负载的仿真结果，其中负载参数：$R = 2\Omega$，$L = 0\text{H}, C = \text{inf}$。

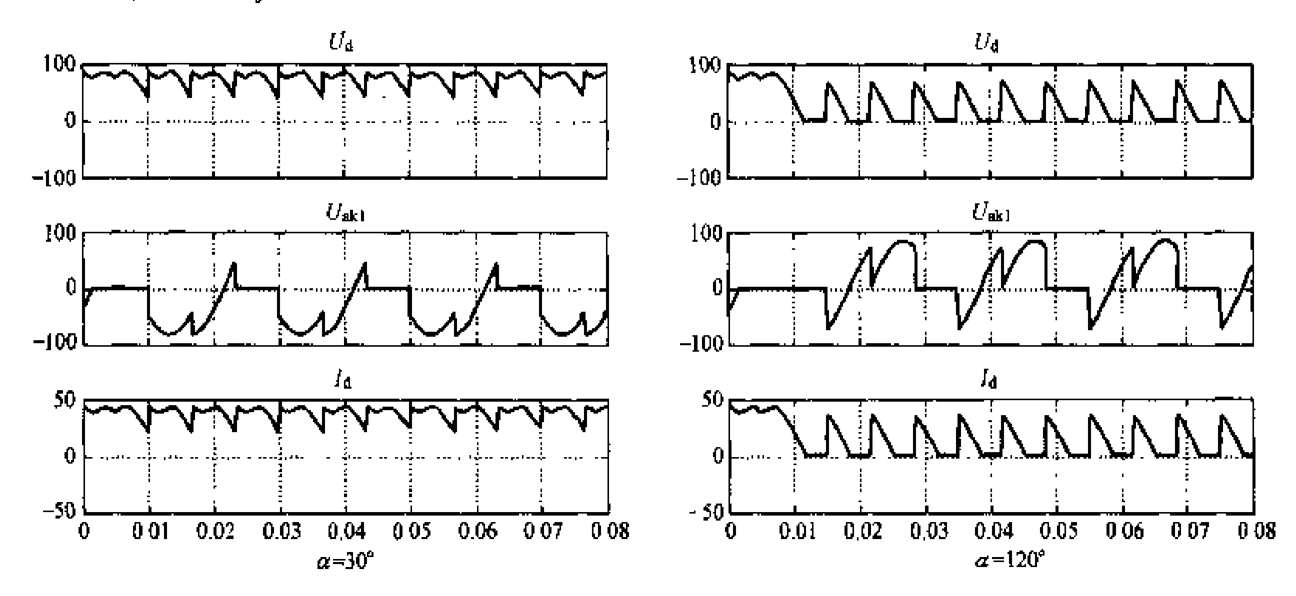


图 7-58 $\alpha = 30°$、$120°$ 三相桥式半控整流电路仿真结果（电阻性负载）

（2）阻感性负载时的仿真结果。

如图 7-59 所示为 $\alpha = 30°$、$120°$ 阻感性负载时的仿真结果，其中负载参数：$R = 2\Omega$，$L = 0.01\text{H}, C = \text{inf}$。

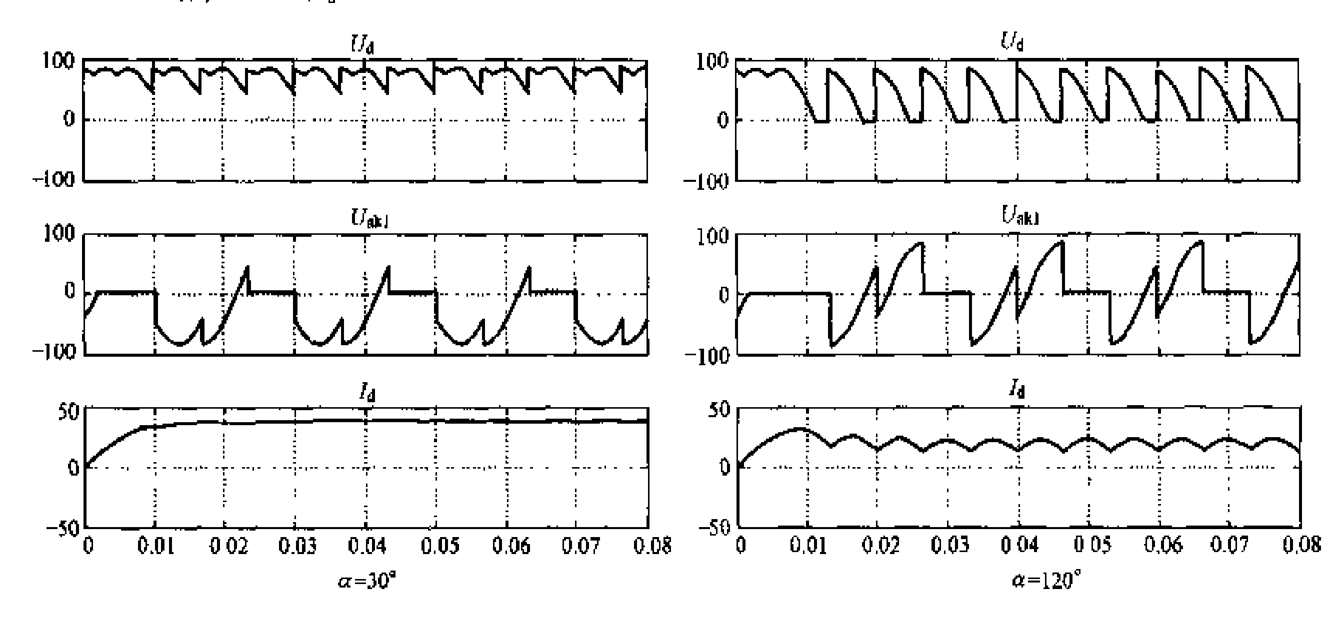


图 7-59 $\alpha = 30°$、$120°$ 三相桥式半控整流电路仿真结果（阻感性负载）

请与教材的有关章节内容对比，以检验仿真结果的正确性，并且体会其仿真结果的内涵。

七、三相桥式全控整流电路的建模与仿真

1. 三相桥式全控整流电路的建模

(1) 三相桥式全控整流器的建模、参数设置。

三相桥式全控整流器的建模可直接调用通用变换器桥仿真模块。参数设置见图7-60。



图7-60 通用变换器桥仿真模块参数设置

(2) 同步电源与6脉冲触发器的封装内容前面已有阐述。

(3) 三相桥式全控整流电路的建模和参数设置。

复制一个通用变换器桥和一个同步6脉冲触发器，参考三相桥式半控整流电路的建模与参数设置方法，进行适当的连接，三相桥式全控整流电路的仿真模型如图7-61所示。

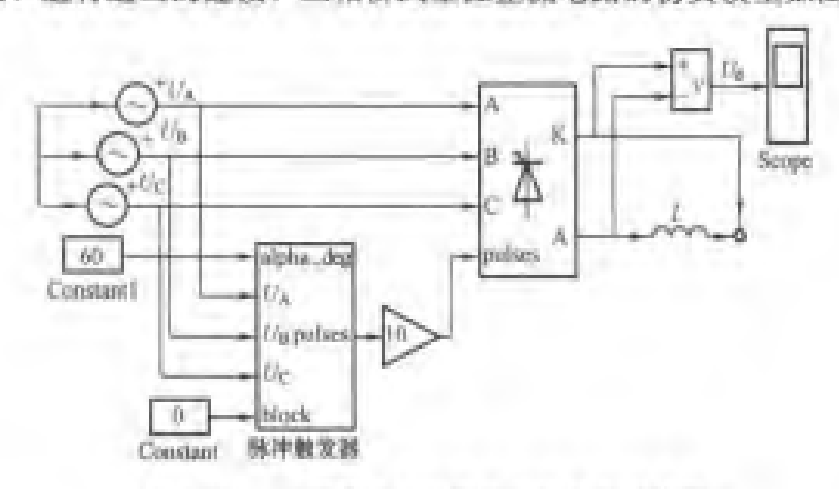


图7-61 三相桥式全控整流电路的仿真模型

2. 三相桥式全控整流电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e−3，仿真开始时间设置

为 0，停止时间设置为 0.06s。图 7-61 中 U_d 为负载电压（V）。

（1）电阻性负载时仿真结果。

图 7-62 所示为 $\alpha=30°、60°、80°$ 时电阻性负载的仿真结果，其中负载 $R=1\Omega, L=0H, C=inf$。

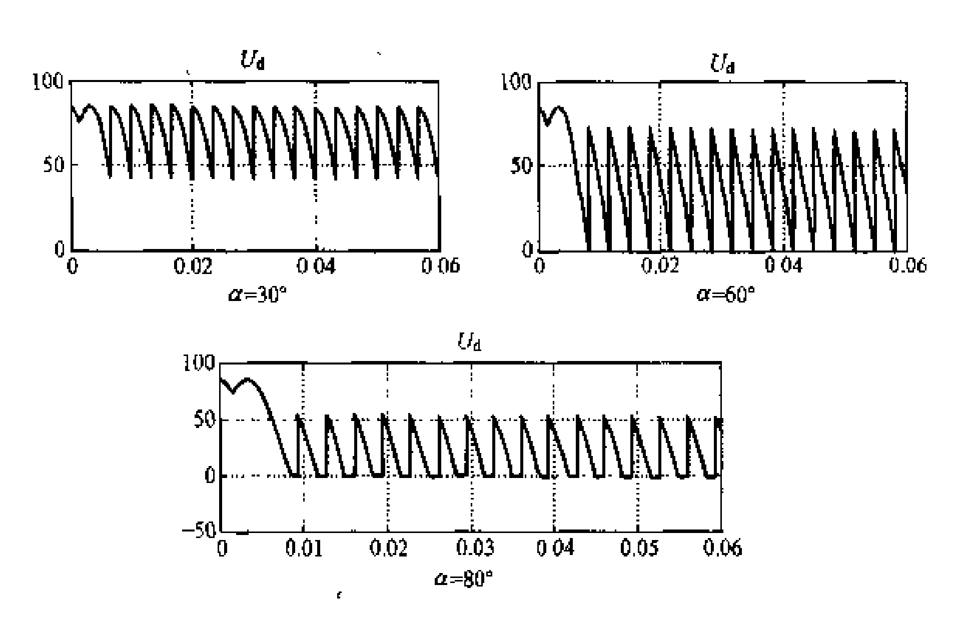


图 7-62 $\alpha=30°、60°、80°$ 时三相桥式全控整流电路仿真结果（电阻性负载）

（2）阻感性负载时的仿真结果。

如图 7-63 所示为 $\alpha=30°、60°、80°$ 时阻感性负载的仿真结果，其中负载 $R=1\Omega, L=0.08H, C=inf$。

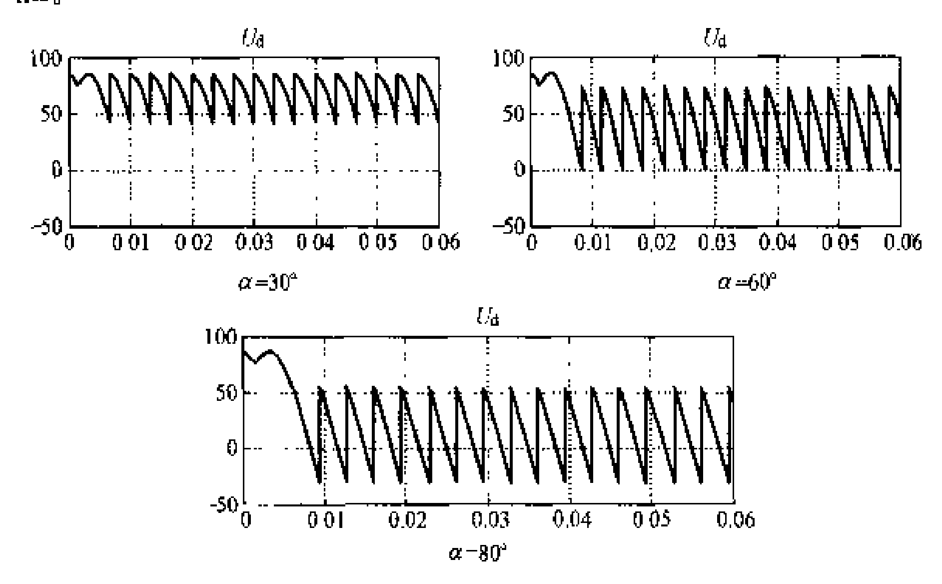


图 7-63 $\alpha=30°、60°、80°$ 三相桥式全控整流电路仿真结果（阻感性负载）

从仿真结果可以看出：电阻性负载时，当 $\alpha>60°$ 时 U_d 波形不连续；而阻感性负载时，$\alpha>60°$ 时的 U_d 波形仍然连续。读者还可以在 0～90°之间任意改变 α 的值，观察不同 α 角时的波形情况，以便加深对理论的理解。

7.3.2 直流-交流变换电路的建模与仿真应用实例

晶闸管有源逆变和无源逆变是“直流—交流”电能变换的典型变换形式。下面讨论几

种晶闸管有源逆变电路带不同负载时变流装置的建模与仿真。

一、单相桥式全控整流及有源逆变电路的建模与仿真

1. 单相桥式全控整流及有源逆变电路的建模

(1) 单相桥式全控整流器的建模、参数设置。同 7.3.1 节中单相桥式全控整流器的建模和参数设置内容。

(2) 单相桥式全控整流及逆变电路的建模、参数设置。参考单相桥式全控整流电路的建模及参数设置方法。在此基础上，在负载端增加一个直流电源，适当连接后得到单相桥式全控整流及逆变电路的仿真模型如图 7-64 所示。

直流电源 DC 参数：电压为 50V。

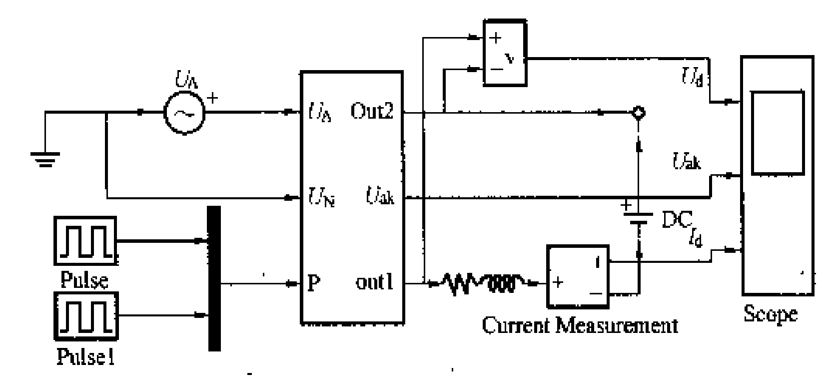


图 7-64　单相桥式全控整流及逆变电路的仿真模型

2. 单相桥式全控整流及逆变电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择 ode23tb 算法，将相对误差设置为 1e-3，开始仿真时间设置为 0，停止仿真时间设置为 0.08s。图 7-64 中 U_d 为负载电压 (V)，U_{ak} 为晶闸管 VT1 两端的电压 (V)，I_d 为负载电流 (A)。

(1) 电阻性负载时的仿真结果。

如图 7-65 所示的 $\alpha = 60°$、$120°$ 时电阻性负载的仿真结果，其中负载 $R = 2\Omega$，$L = 0H$，$C = \inf$。

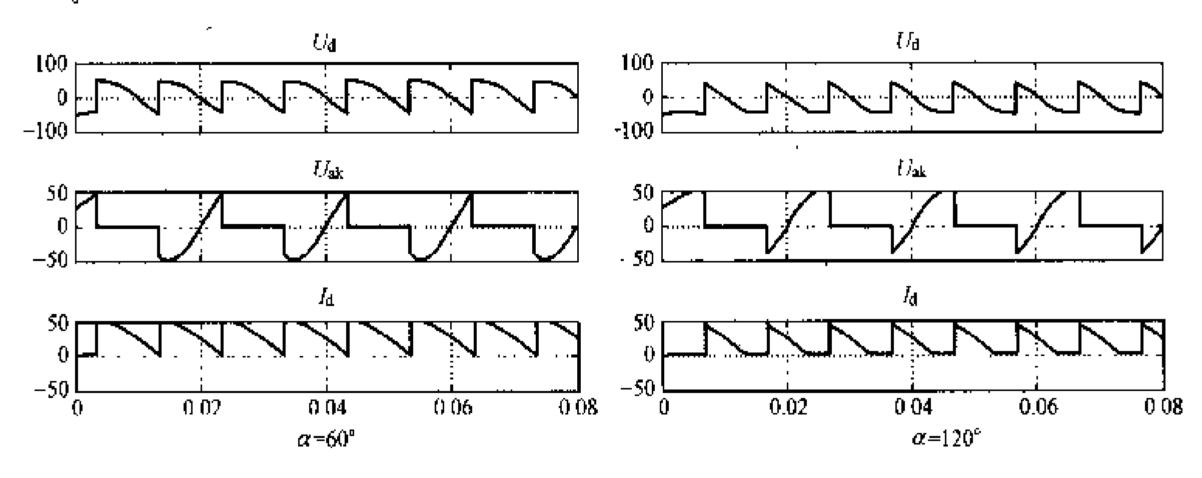


图 7-65　$\alpha = 60°$、$120°$ 单相桥式全控整流及逆变电路的仿真结果（电阻性负载）

(2) 阻感性负载时仿真结果。

$\alpha = 60°$、$120°$ 时阻感性负载的仿真结果如图 7-66 所示，其中负载 $R = 2\Omega$，$L = 0.01H$，$C = \inf$。

从仿真结果看：当 $\alpha = 60° < 90°$ 时，变流电路工作在整流状态，输出电压 U_d 波形的正面积大于负面积；当 $\alpha = 120° > 90°$ 时，输出电压 U_d 波形的负面积大于正面积；而输出电流 I_d 的方向没有变化。负载由 $\alpha = 60° < 90°$ 时的吸收功率转变为 $\alpha = 120° > 90°$ 时的回馈

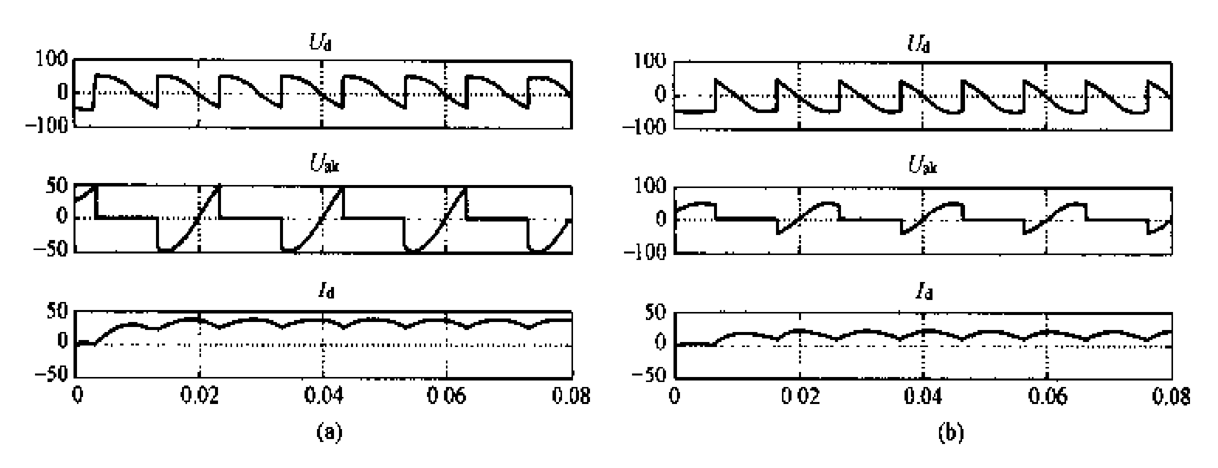


图 7-66 $\alpha=60°$、$120°$ 单相桥式全控整流及逆变电路仿真结果（阻感性负载）

(a) $\alpha=60°$；(b) $\alpha=120°$

功率；符合整流和逆变的概念。读者可任意改变 α 的值，观察不同 α 角时的波形情况。还可以在此基础上，搭建单相桥式全控整流电路接反电势负载时的仿真模型进行仿真。

二、三相半波整流及有源逆变电路的建模与仿真

1. 三相半波可控整流及有源逆变电路的建模

三相半波可控整流及有源逆变电路的建模、参数设置：在图 7-53 三相半波可控整流电路仿真模型的基础上，负载回路中增加直流电源，其电压为 50V，适当连接后可搭建成如图 7-67 所示的三相半波可控整流及有源逆变电路的仿真模型。

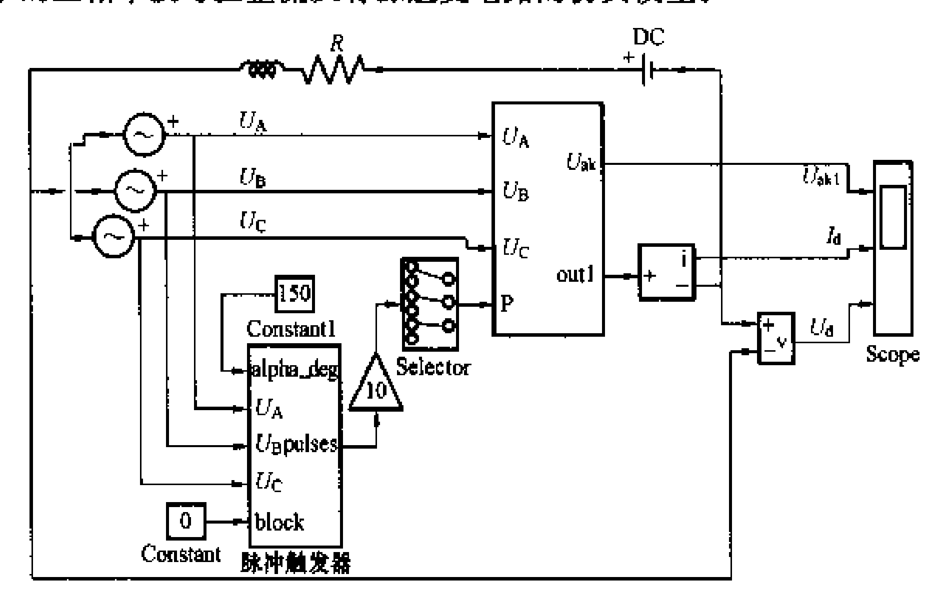


图 7-67 三相半波可控整流及逆变电路的仿真模型

2. 三相半波可控整流及有源逆变电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择 ode23tb 算法，相对误差设置为 1e—3，仿真开始时间设置为 0，停止时间为 0.08s。图 7-68 为 $\alpha=30°$、$90°$、$150°$ 时，阻感性负载的仿真结果，其中负载：$R=1\Omega, L=0.01\text{H}, C=\text{inf}$。图 7-68 中 U_d、I_d 为负载电压（V）和负载电流（A），U_{ak1} 为晶闸管 VT1 两端的电压（V）。

从仿真结果可以看到：$\alpha=30°$ 时，变流装置工作在整流状态，负载电压 U_d 为正值；当 $\alpha=$

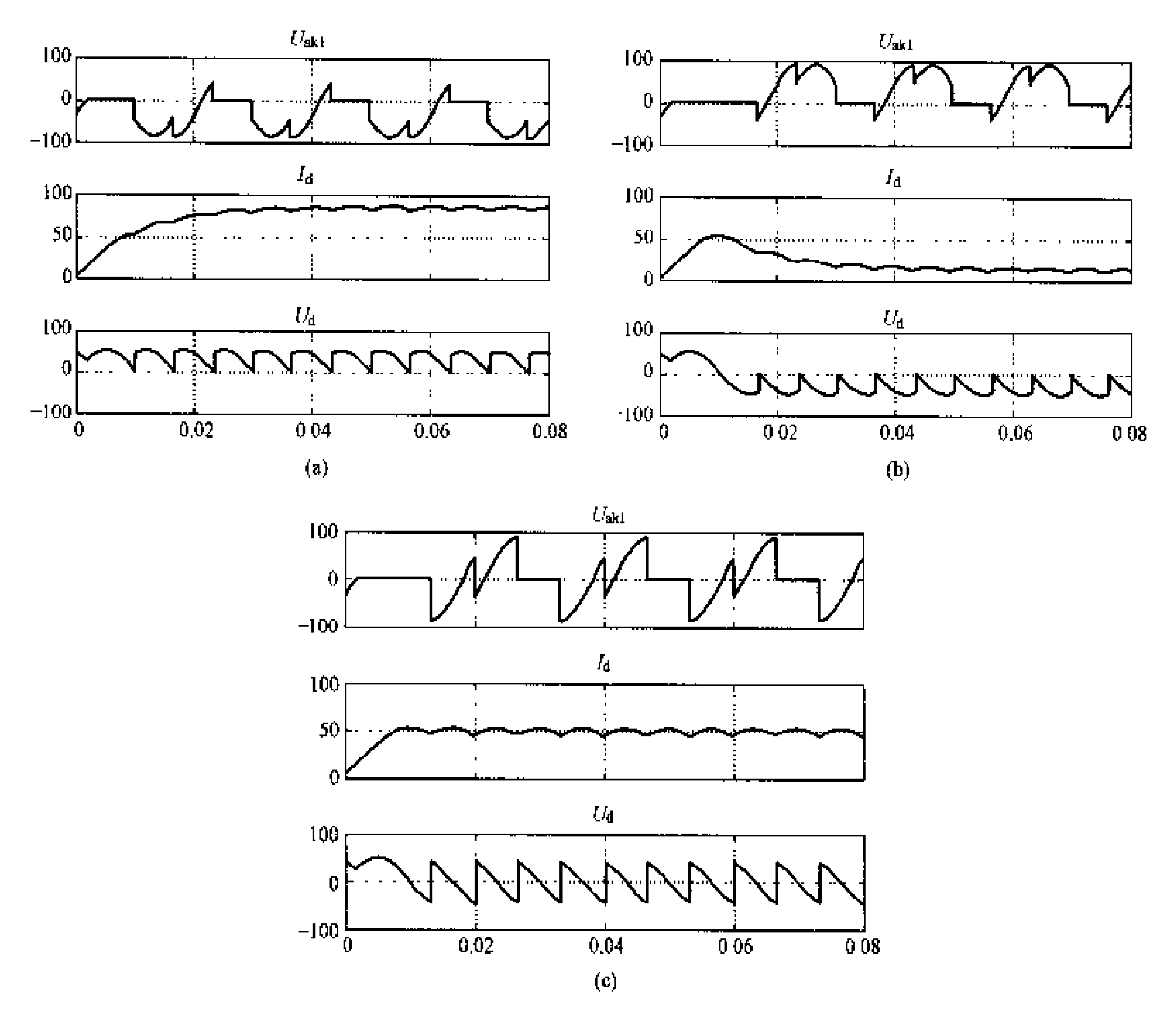


图7-68　$\alpha=30°、90°、150°$三相半波可控整流及逆变电路仿真结果（阻感性负载）

(a) $\alpha=30°$；(b) $\alpha=150°$；(c) $\alpha=90°$

150°时，变流装置工作在逆变状态，U_d为负值；$\alpha=90°$时，变流装置工作在中间状态，U_d为0。而$I_d=\dfrac{E-U_d}{R}$的方向不变，其值取决于主回路的电源和内阻。读者还可以在0°～150°间任意改变α的值，观察不同α角时的波形情况，特别是观察$\alpha=90°$时的电路工作状态。

三、三相桥式整流及有源逆变电路的建模与仿真

1. 三相桥式全控整流及有源逆变电路的建模

三相桥式全控整流及有源逆变电路的建模、参数设置：在图7-61三相桥式全控整流电路仿真模型的基础上，负载回路中增加直流电源，其电压为80V，适当连接后可搭建成如图7-69所示的三相桥式全控整流及有源逆变电路的仿真模型。

2. 三相桥式全控整流及有源逆变电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e—3，仿真开始时间设置为0，停止时间设置为0.08s。图7-69中U_d为负载电压（V）。

图7-70为$\alpha=30°、90°、150°$时阻感性负载的仿真结果，其中负载$R=2\Omega,L=0.01\text{H},C=\text{inf}$。

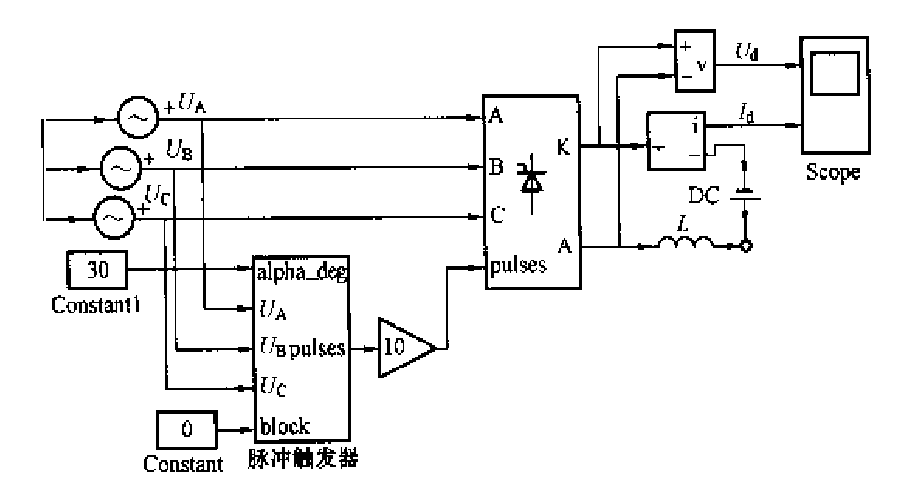


图7-69 三相桥式全控整流及逆变电路的仿真模型

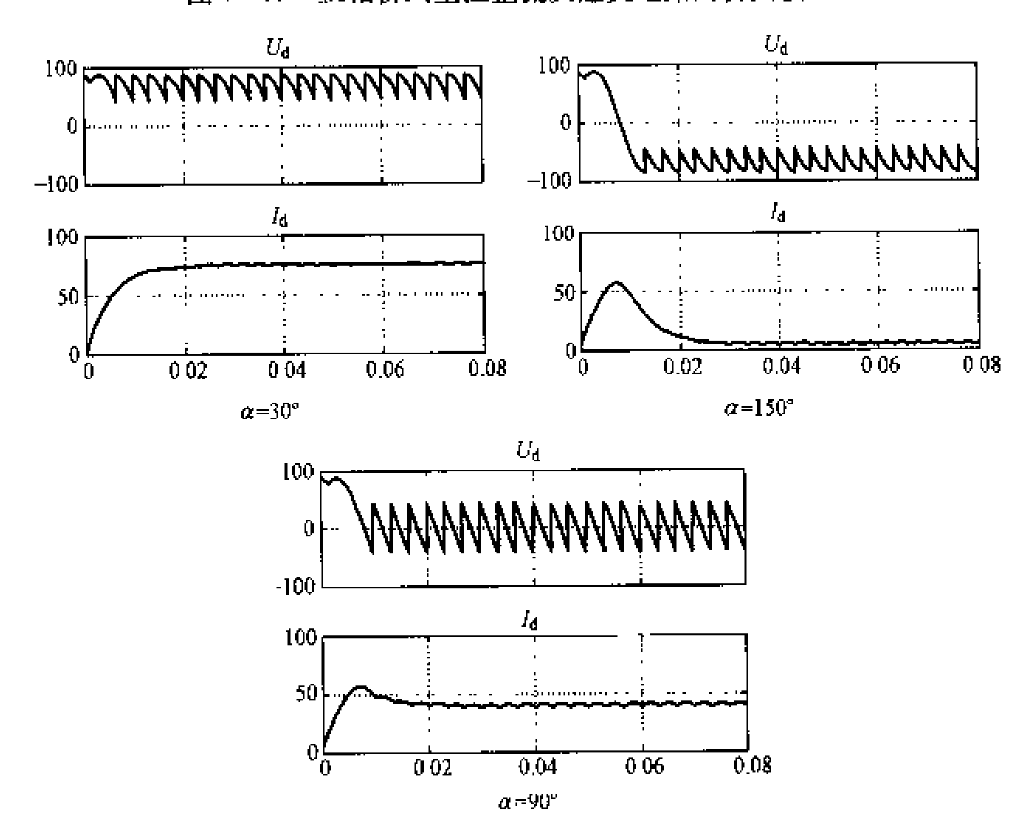


图7-70 $\alpha=30°、90°、150°$ 三相桥式全控整流及逆变电路仿真结果（阻感性负载）

仿真结果的分析与三相半波相似，这里不再详细分析，可参见有关章节。读者还可以在0°～150°之间任意改变 α 的值，观察不同 α 角时的波形情况，以便加深对理论的理解。

7.3.3 交流-交流变换电路的建模与仿真应用实例

一、单相交流调压电路的建模与仿真

1. 单相交流调压电路的建模与参数设置

(1) 建立一个新的模型窗口，命名为DXJLTY。

(2) 打开附图1-12所示的电力电子模块组，复制1个晶闸管模块到DXJLTY模型窗口中。

(3) 打开晶闸管参数设置对话框，按如下参数进行设置：$R_{on}=0.001\Omega, L_{on}=0H, U_f=0.8V, I_c=0A, R_s=10\Omega, C_s=4.7e-6F$，再复制1个参数设置相同的晶闸管模块。

(4) 打开附图1-9所示的电源模块组，复制1个电压源模块到DXJLTY模型窗口中，命名为U_A；打开参数设置对话框，参数设置：幅值为50V，初相位为0，频率50Hz的正弦交流电。

(5) 打开附图1-11所示的元件模块组，复制一个串联*RLC*元件模块到DXJLTY模型窗口中，打开参数设置对话框，按仿真要求设置参数。

(6) 打开附图1-10所示的测量模块组，复制一个电压测量装置和一个电流测量装置到DXJLTY模型窗口中，以测量负载电压和电流；打开附图1-6输出模块组，复制1个Scope示波器装置以观察波形，打开参数设置对话框，在示波器特性基础对话框中将轴数设置为2，可得到二通道示波器。

(7) 打开附图1-13连接器模块组，复制1个L-connector模块到DXJLTY模型窗口中。

(8) 搭建给晶闸管提供触发信号的同步脉冲发生器（Pulse Generater）模型。从附图1-7的输入源模块组中复制2个脉冲发生器模块到仿真窗口中，并将其输出连接到晶闸管的门极上。脉冲发生器Pulse1的参数设置：脉冲幅值为10V，周期为0.02s，脉宽为脉冲周期的30%，相位延迟（1/50）*（60/360）s=1/300s（即$\alpha=60°$）。同步脉冲发生器Pulse2的参数设置：除相位延迟为（0.01+1/300）s（即$\alpha=180°+60°$）外，其他参数与Pulse1的参数设置同；两脉冲信号相位相差180°。

(9) 适当连接后，可以得到单相交流调压电路仿真模型如图7-71所示。

2. 单相交流调压电路的仿真

打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e-3，仿真开始时间设置为0，停止时间设置为0.08s。图7-71中U_d、I_d为负载电压（V）和负载电流（A）。

图7-71　单相交流调压电路的仿真模型

(1) 电阻性负载时的仿真结果。

图7-72所示为$\alpha=60°$、120°时电阻性负载的仿真结果，其中负载$R=1\Omega$，$L=0H$，$C=\text{inf}$。

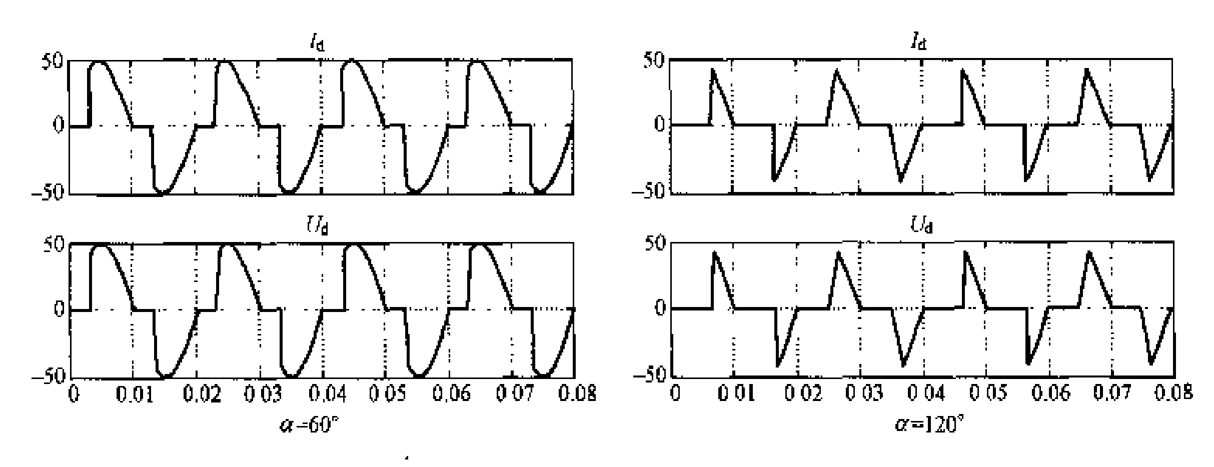


图7-72　$\alpha=60°$、120°单相交流调压电路的仿真结果（电阻性负载）

(2) 阻感性负载时的仿真结果。

图7-73所示为 $\alpha=60°$、$120°$ 时阻感性负载的仿真结果，其中负载 $R=22\Omega$，$L=0.01H$，$C=\text{inf}$。

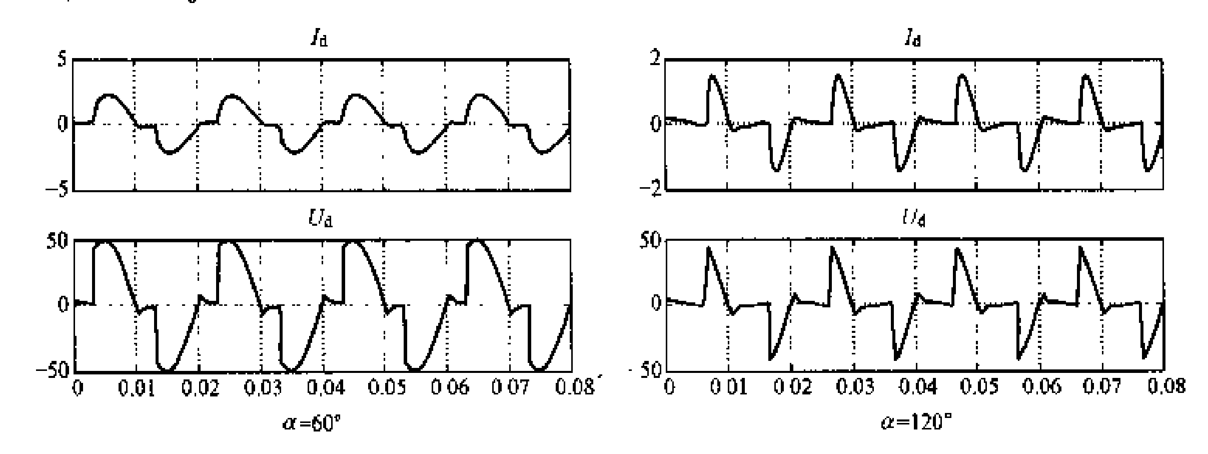


图7-73 $\alpha=60°$、$120°$ 单相交流调压电路的仿真结果（阻感性负载）

仿真波形是正、负对称的非正弦交流波形，仿真结果与理论相符。读者可将此波形与理论分析波形作一对照。

二、三相交流调压电路的建模与仿真

1. 三相交流调压电路的建模与参数设置

(1) 三相交流调压器的建模、参数设置与封装。

1) 建立一个新的模型窗口，命名为SXJLTY；

2) 打开附图1-12所示的电力电子模块组，复制1个晶闸管模块到SXJLTY模型窗口中；打开晶闸管参数设置对话框，按如下参数进行参数设置：$R_{on}=0.001\Omega$；$L_{on}=0H$；$U_f=0.8V$；$I_c=0A$；$R_s=10\Omega$；$C_s=4.7e-6F$；

3) 将设置好参数的晶闸管模块进行复制，得到另外5个有相同参数的模块，分别命名为VT1、VT2、VT3、VT4、VT5、VT6；

4) 打开附图1 6输出模块组，复制3个out1模块到SXJLTY模型窗口中，分别命名为a、b、c；

5) 打开附图1-7输入源模块组，复制4个in1模块到SXJLTY模型窗口中，分别命名为 U_A、U_B、U_C、P；

6) 打开附图1-13连接器模块组，复制3个L-connector模块到SXJLTY模型窗口中；

7) 打开附图1-5信号与系统模块组，复制1个Demux模块到SXJLTY模型窗口中，打开参数对话框，将输入的路数设为6路；

8) 将6个晶闸管连接成三相交流调压器。通过3个连接器L1、L2、L3分别将 U_A、U_B、U_C 相电压引入电路中；通过信号分离器Demux将6路脉冲信号P加到对应的晶闸管门极上；通过命名为a、b、c的out模块将调压器输出信号引出；最终得到三相交流调压器的模型及封装后的符号图如图7-74。

(2) 三相交流调压电路的建模与参数设置。

1) 新建一个SXJLTY1模型窗口。

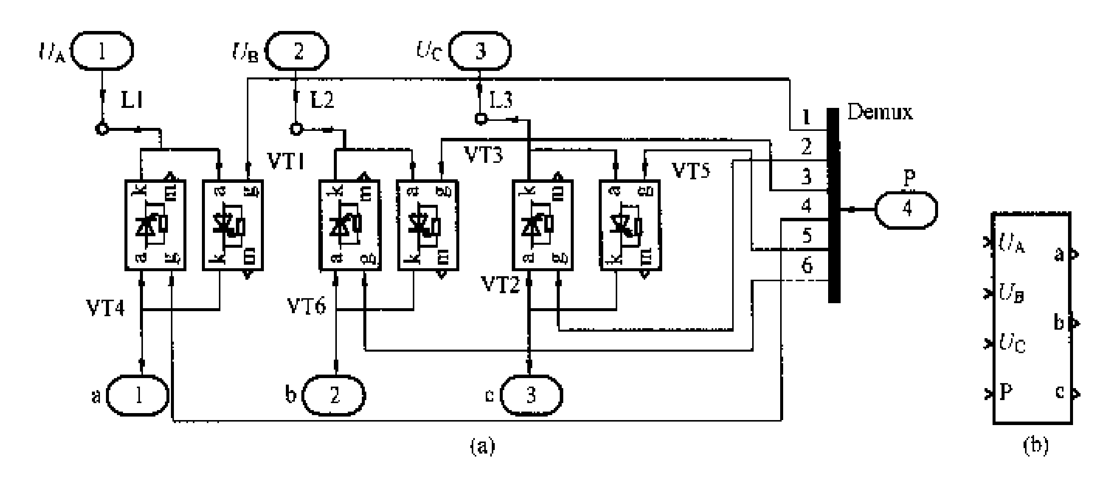


图7-74 三相交流调压器的模型及封装后的符号图

2）复制一个封装后的三相交流调压器的模型子系统和同步6脉冲触发器到SXJLTY1模型窗口中。

3）打开附图1-16三相电气（Three-Phase Library）子模块组，复制一个Three-Phase series RLC模块到SXJLTY1模型窗口中，命名为三相负载。

4）打开附图1-9所示的电源模块组，复制3个电压源模块到SXJLTY1模型窗口中，分别命名为U_A、U_B、U_C；打开参数设置对话框，参数设置：幅值为50V，初相位分别为0°、−120°、−240°，频率是50Hz的三相对称正弦交流电。

5）打开附图1-10所示的测量模块组，复制3个电压测量装置和一个电流测量装置到SXJLTY1模型窗口中，以测量输入的正弦交流电的线电压U_{AB}、U_{BC}、负载电压U_d和负载电流I_d。

6）打开附图1-6输出模块组，复制1个Scope示波器装置以观察波形，打开参数设置对话框，在示波器特性基础对话框中将轴数设置为2，可得到二通道示波器。

7）打开附图1-13连接器模块组，复制1个bus bar模块到SXJLTY1模型窗口中，并将输入路数设为0，输出路数设为3。

8）打开附图1-3数学运算模块组，复制一个Gain模块，Gain参数改为10（为了使触发脉冲的功率满足晶闸管触发要求，脉冲触发器产生的六路脉冲采用放大器放大10倍）。

9）打开附图1-7输入源模块组，复制一个Constant模块命名为Constant1，参数可根据仿真要求改变，附图1-7中为90，即表示触发脉冲$\alpha = 90°$；复制一个Constant模块，参数设为0，作为同步六脉冲触发器的开关信号。

10）适当连接后得到三相交流调压电路的仿真模型如图7-75。

(3) 三相交流调压电路的仿真。

打开仿真参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e−3，仿真开始时间设置为0，停止时间设置为0.08s。图7-75中U_d、I_d为负载电压（V）和负载电流（A）。

图7-76所示为$\alpha = 30°$、$90°$时电阻性负载的仿真结果，其中三相负载的参数设置为$R = 1\Omega, L = 0H, C = 0F$。

读者可根据仿真结果与理论分析相比较。并注意仿真中控制角的起始点定义和理论分

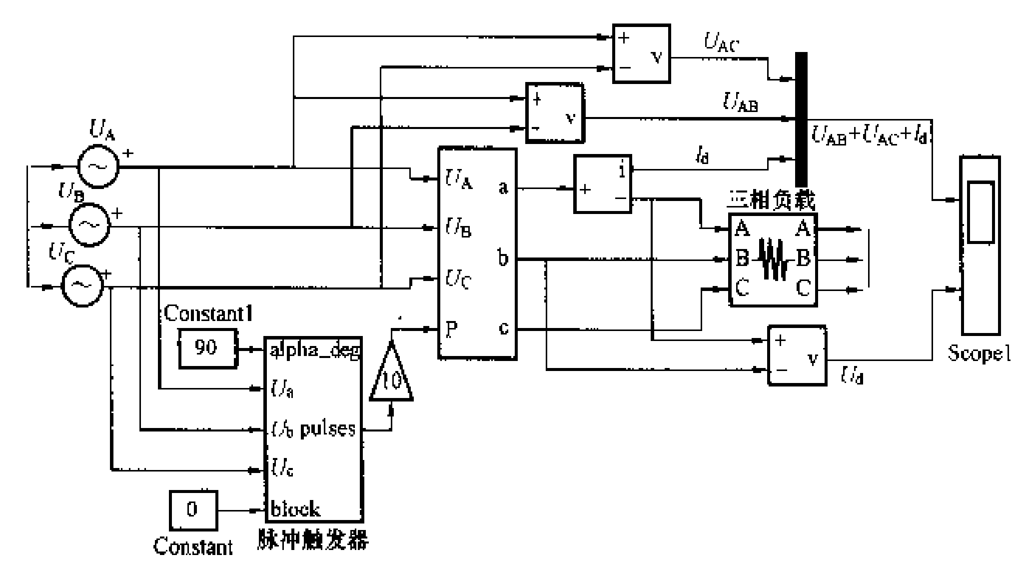


图 7-75 三相交流调压电路的仿真模型

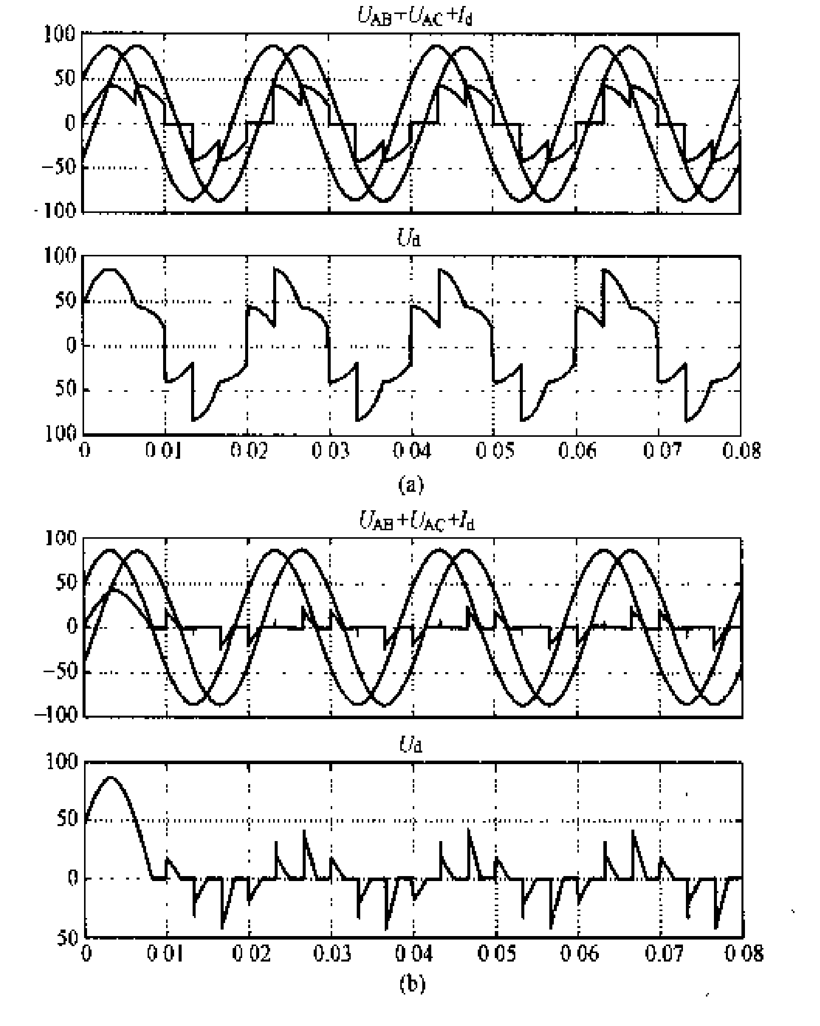


图 7-76 三相交流调压电路的仿真结果（电阻性负载）

(a) $\alpha=30°$；(b) $\alpha=90°$

析时控制角的起始点定义。

三、晶闸管交-交变频器的仿真

晶闸管交-交变频器是“交流-交流”变换的又一种典型变换方式，主要应用于低频、

大功率场合。下面讨论交-交变频器的建模与仿真。

交-交变频器基于可逆整流，单相输出的交-交变频器实质上是由两组反并联的可逆整流装置组成，装置中的晶闸管靠交流电源自然换流，触发装置的移相信号采用正弦交流信号。如果令正组变流器和反组变流器轮流导通，则在负载上就可获得交变的输出电压 u_d，u_d 的幅值随移相控制信号的改变而改变，u_d 的频率由正反组变流器轮流导通的切换频率所决定。

为此，首先建立单相交-交变频器仿真模型，然后将三个输出电压彼此差 120°的单相交-交变频器仿真模型组成一个三相交-交变频器仿真模型。

1. 单相交-交变频器的建模与仿真

(1) 同步电源与6脉冲触发器、正反组变流器轮流导通的切换装置的建模。

单相交-交变频器的主要子模块应包括：三相交流电源、反并联的晶闸管三相全控整流桥、同步电源与6脉冲触发器、正反组变流器轮流导通的切换装置。除了同步电源与6脉冲触发器、正反组变流器轮流导通的切换装置两个模块需要自己封装外，其余均可从有关模块库中直接复制。

1) 正反组变流器轮流导通的切换装置的建模与封装。

正反组变流器轮流导通的切换装置，其任务是：在正组晶闸管桥 Bridge 工作时开放正组脉冲，封锁反组脉冲；在反组晶闸管桥 Bridge1 工作时开放反组脉冲，封锁正组脉冲。

仿真模型主要采用一个符号函数、一个 Switch1 开关、绝对值函数 Abs，结合适当的数学运算，搭建出图 7-77 仿真模型。

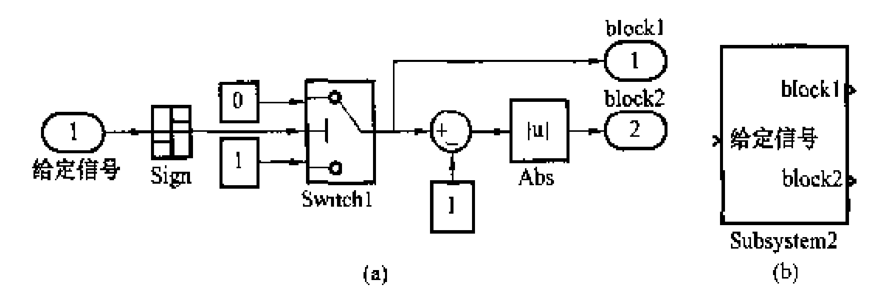


图 7-77 正反组变流器轮流导通的切换装置仿真模型与封装后的模块符号

为了验证正反组变流器轮流导通的切换装置仿真模型的正确性，对其进行测试。测试用仿真模型如图 7-78 所示，测试的仿真结果如图 7-79 所示。

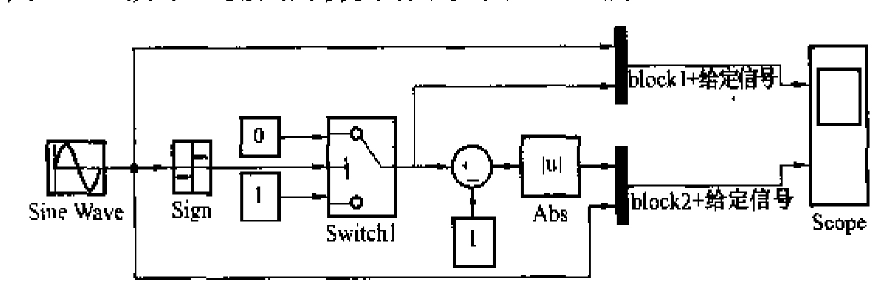


图 7-78 正反组变流器轮流导通的切换装置测试用仿真模型

由图 7-79 (a)、(b) 可总结出如下结论，见表 7-1、表 7-2。

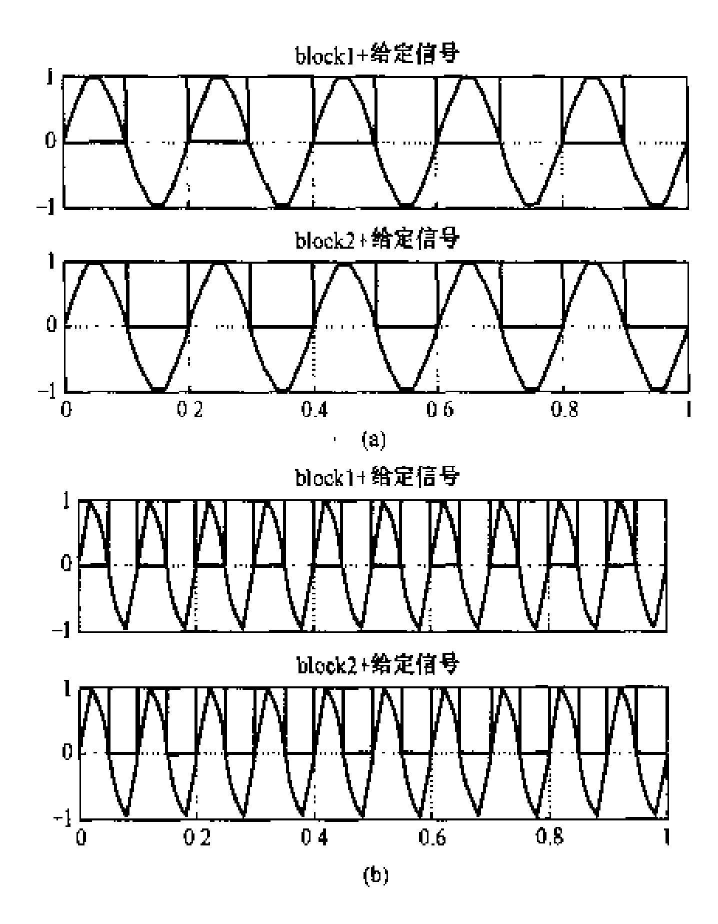


图 7-79　block 的输出波形、给定信号波形

(a) 给定信号频率为 5Hz；(b) 给定信号频率为 10Hz

表 7-1　　block 的给定和输出信号

	Block1 信号频率（Hz）	Block2 信号频率（Hz）
给定信号频率为 5Hz	5	5
给定信号频率为 10Hz	10	10

表 7-2　block 的给定和输出信号

	Block1 信号	Block2 信号
给定信号为正	0	1
给定信号为负	1	0

由表 7-1 知给定信号的频率改变时，正反两组的 block 的开关频率也相应改变；由表 7-2 知给定信号的符号改变时正反两组的 block 输出为 1、0 交换。可见，由此切换装置控制的正反两组变流器能够按一定频率轮流导通。正反组变流器轮流导通的切换装置的仿真模型其功能完全符合系统要求。

2）同步电源与 6 脉冲触发器的封装。

同步电源与 6 脉冲触发器的建模及封装方法在 7.2.1 中已介绍。同步电源与 6 脉冲触发器及封装后的子系统符号如图 7-80 所示。

（2）单相交-交变频电路建模。

1）单相交一交变频主电路的建模与封装。

建模与封装过程可参见三相整流桥的相关内容，这里不再详细介绍了。单相交一交变频主电路仿真模型与封装后的模块符号见图 7-81。晶闸管整流桥参数：缓冲（snubber）电阻 R_s =500Ω、缓冲电容 C_s =0.1uf、通态内阻 R_{on} =0.001Ω、管压降 0.8V。

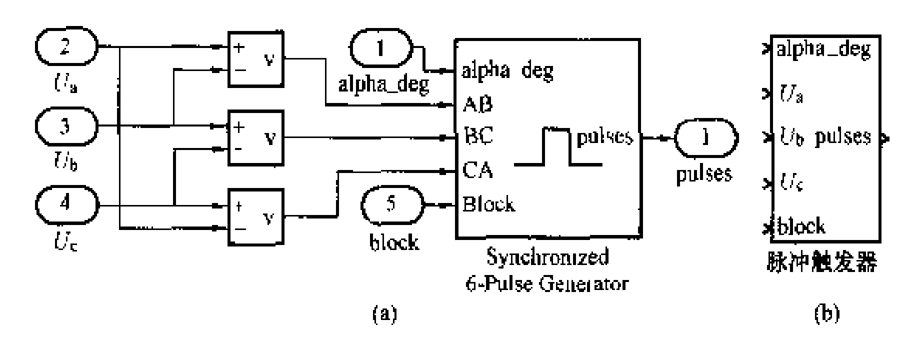


图 7-80 同步 6 脉冲触发器及子系统符号

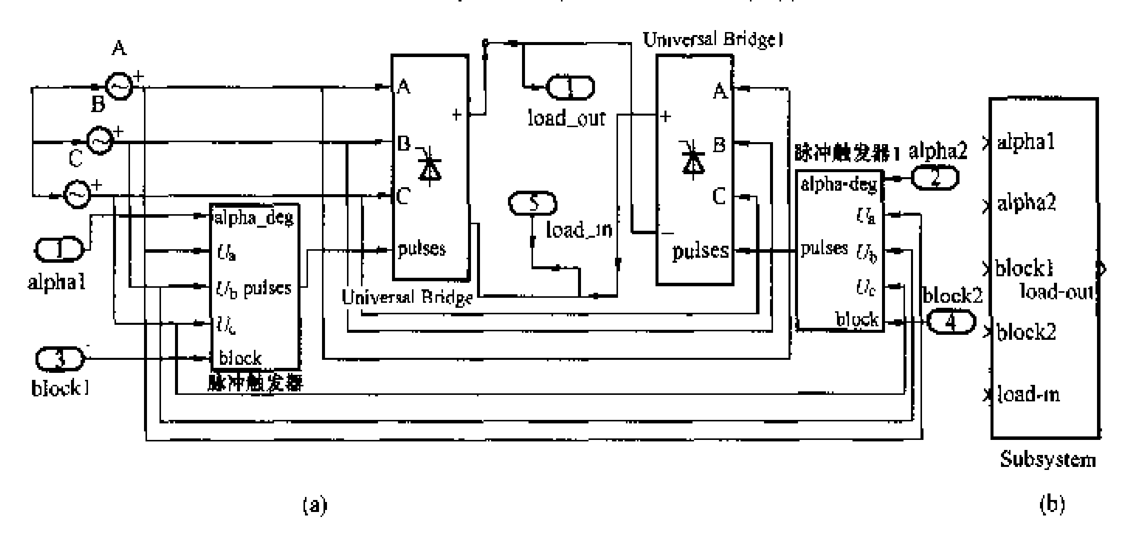


图 7-81 单相交-交变频主电路仿真模型与封装后的模块符号

2）单相交-交变频电路子系统的建模与封装。

设希望的理想正弦电压瞬时值为 $u = U_m \sin\omega t$；整流输出电压瞬时值由整流组Ⅰ与整流组Ⅱ切换提供，各整流组输出电压瞬时值为

$$u_{\mathrm{I}} = U_{dm}\cos\alpha_{\mathrm{I}}; u_{\mathrm{II}} = -U_{dm}\cos\alpha_{\mathrm{II}}$$

式中 U_{dm} —整流组所能输出的最高直流电压。

当Ⅰ组开放时，$u = u_{\mathrm{I}}$，即 $U_m \sin\omega t = U_{dm}\cos\alpha_{\mathrm{I}}$；

当Ⅱ组开放时，$u = u_{\mathrm{II}}$，即 $U_m \sin\omega t = -U_{dm}\cos\alpha_{\mathrm{II}}$。

于是 $\alpha_{\mathrm{I}} = \arccos\left(\dfrac{U_m}{U_{dm}}\sin\omega t\right) = \arccos(K_u \sin\omega t)$；

$$\alpha_{\mathrm{II}} = \arccos\left(-\frac{U_m}{U_{dm}}\sin\omega t\right) = \arccos(-K_u \sin\omega t) = \pi - \alpha_{\mathrm{I}}$$

式中，$K_u = \dfrac{U_m}{U_{dm}}$ 为要求整流组输出的峰值直流电压与整流组所能输出的最大直流电压之比，称为输出电压比。上述式子就是用余弦交点法求变流电路控制角 α 的基本公式。依据上述公式搭建如图 7-82 单相交-交变频电路子系统仿真模型。

将“正反组变流器轮流导通切换装置仿真模型”封装后的模块，与“单相交-交变频主电路仿真模型”封装后的模块复制到一个新的模型窗口中。

因给定信号是一个正弦信号，而移相控制角为 0°～180°，所以要将给定信号通过反余弦函数运算变为 0～π 的角度，单位是弧度，再用 180/π 的放大器将以弧度为单位的角度

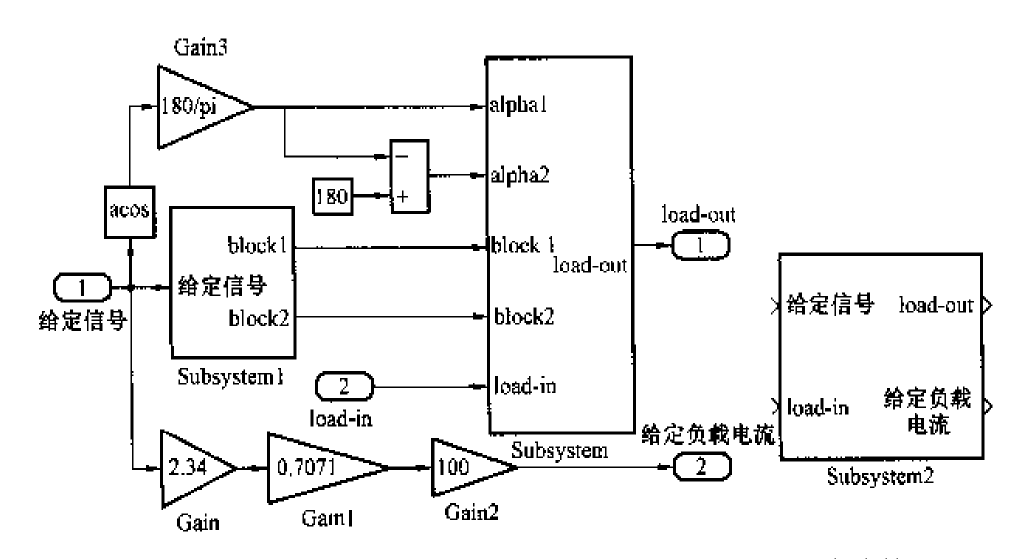


图 7-82　单相交-交变频电路子系统仿真模型与封装后的模块符号

变为以度为单位的角度，两路移相控制角相位关系还需满足$\alpha_1+\alpha_2=180°$，从而满足控制要求。

为了将仿真结果与给定信号进行对比，给定电流计算为 $I_{给}=2.34U_2\cos\alpha/R$，其中 $U_2=U_m/\sqrt{2}=100/\sqrt{2}\text{V}, R=1\Omega$（交流电源：工频、幅值为 $U_m=100\text{V}$）

3）单相交-交变频电路的建模。

负载参数：负载电阻 $R=1\Omega$、负载电感 $L=0.001\text{H}$。单相交-交变频电路仿真模型如图 7-83 所示。

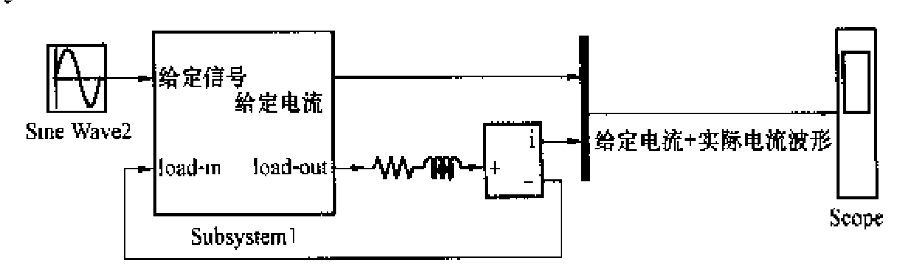


图 7-83　单相交-交变频电路仿真模型

（3）单相交-交变频电路的仿真。

正弦调制波的参数设置对话框如图 7-84 所示。其参数设置根据仿真要求而定。

1）变频器输出频率 $f=10\text{Hz}$ 时。

正弦调制波的参数设置：幅值为 1、角频率为 10 * 2π（rad/s）、初相位为 0（rad）。仿真结果如图 7-85 所示。

2）变频器输出频率 $f=25\text{Hz}$ 时。

正弦调制波的参数设置：幅值为 1、角频率为 2π * 25（rad/s）、初相位为 0（rad）。仿真结果如图 7-86 所示。

仿真结果分析：图 7-85、图 7-86 是单相交-交变频器的负载电流仿真曲线，图中光滑的是正弦参考信号曲线，图中带锯齿的曲线即为单相交-交变频器的电流输出实际波形，它非常接近于参考信号曲线。从负载电流波形可见，当给定信号变极性时，输出电流（图中



图7-84 正弦调制波的参数设置对话框

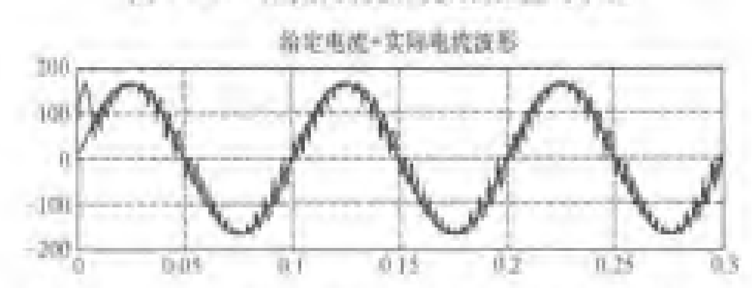


图7-85 单相交-交变频电路的仿真结果（$f=10$Hz）

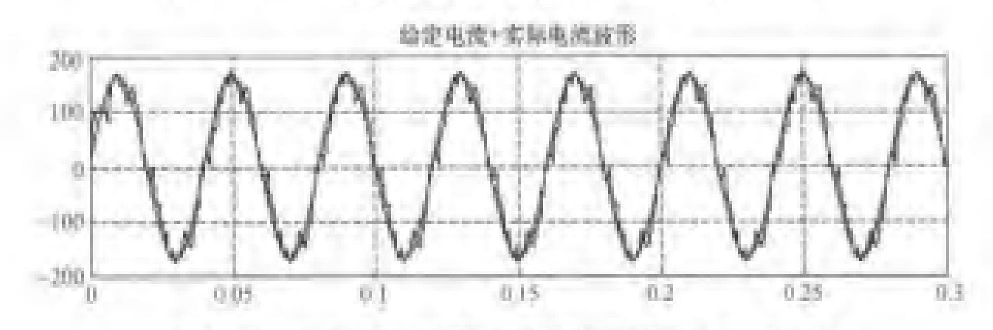


图7-86 单相交-交变频电路的仿真结果（$f=25$Hz）

非光滑的那条曲线）也变极性，实现可逆变流。

2. 三相交-交变频器的建模与仿真

（1）三相交-交变频器的建模。

大容量三相交-交变频器输出通常采用Y形连接方式，即将三个单相输出交-交变频器的一个输出端连在一起，另一输出端Y输出。三相交-交变频器仿真模型结构图如图7-87所示。本例负载为串联RL负载，负载采用Y形连接，三根引出线与变频器的三根输出线

对应相连；移相控制信号 sin wave1、sin wave2、sin wave3 为三个相位互差 120°的正弦信号，参数设置根据仿真要求设置。Subsystem1、Subsystem2、Subsystem3 为经过封装的单相交—交变频器。

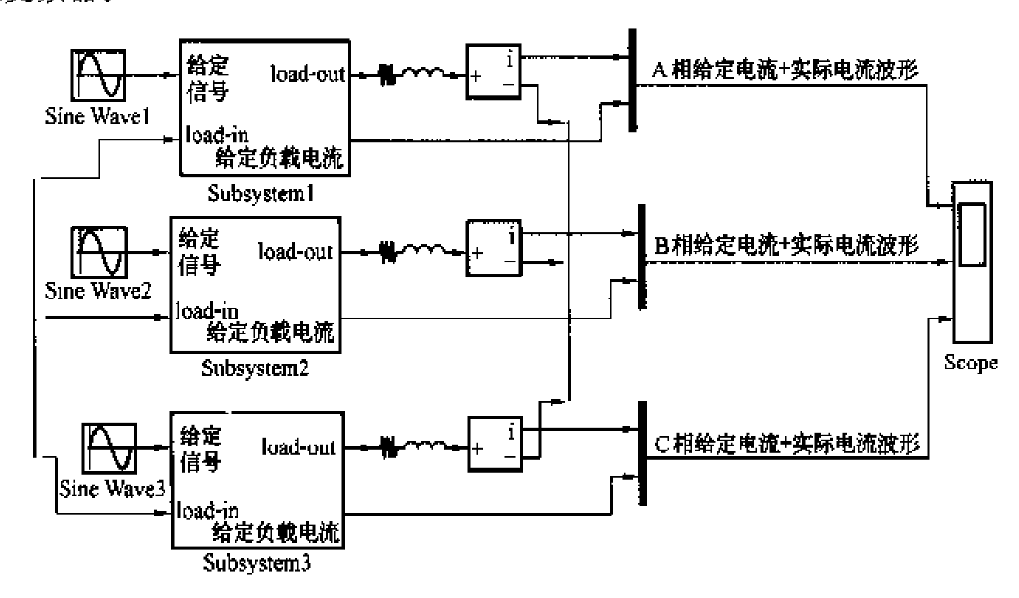


图 7-87　三相交-交变频器仿真模型结构图

（2）三相交-交变频器的仿真。

1）变频器输出频率 $f=10\text{Hz}$ 时。

移相控制信号 sin wave1、sin wave2、sin wave3 为三个相位互差 120°的正弦信号，参数设置角频率为 2π＊10（rad/s）（即 $f=10\text{Hz}$ 周期为 0.1s）、初相位 Phase 参数设置分别为 0（rad）、－（2π＊10/3）＊0.1（rad）、（2π＊10/3）＊0.1（rad）。

仿真结果，如图 7-88 所示。

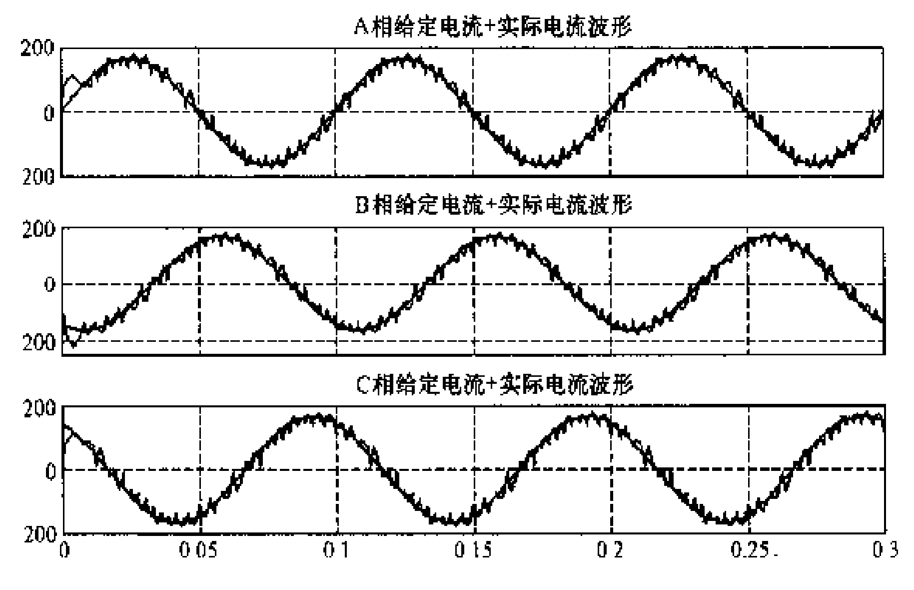


图 7-88　三相交-交变频器仿真结果（$f=10\text{Hz}$）

2）变频器输出频率 $f=25\text{Hz}$ 时。

移相控制信号 sin wave1、sin wave2、sin wave3 为三个相位互差 120°的正弦信号，参数设置角频率为 2π＊25（rad/s）（即 $f=25\text{Hz}$ 周期为 0.04s）、初相位 Phase 参数设置分别为

0 (rad)、－ (2π＊25/3) ＊0.04 (rad)、(2π＊25/3) ＊0.04 (rad)。

仿真结果，如图7-89所示。

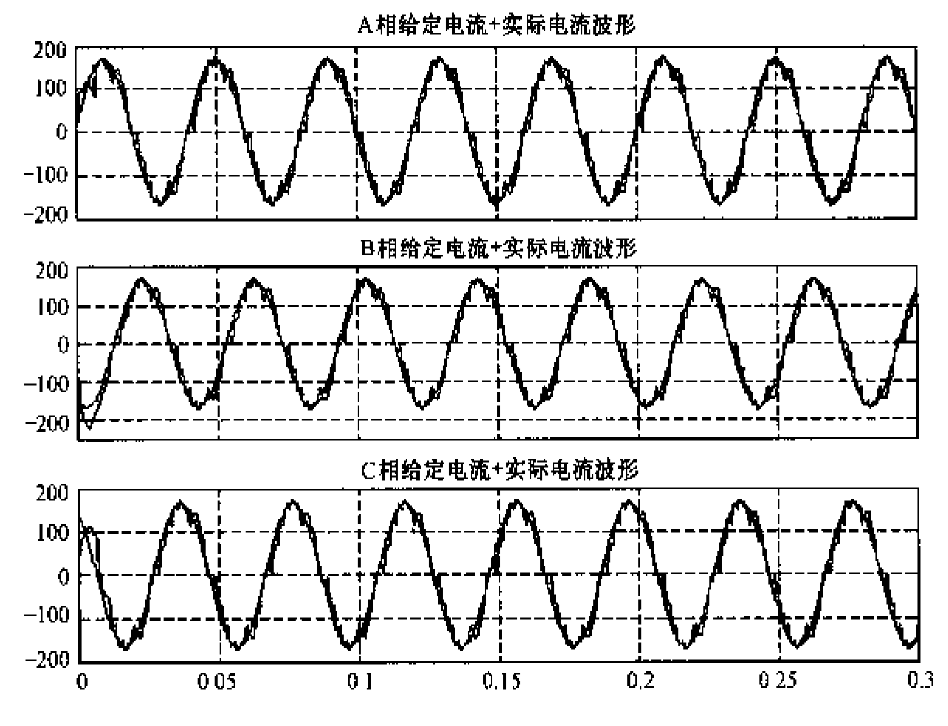


图7-89　三相交-交变频器仿真结果（$f = 25Hz$）

图7-88、图7-89中光滑的波形为正弦调制波波形，非光滑的波形为三相交-交变频器输出波形。仿真结果表明：三相交-交变频器的输出波形接近于正弦调制波波形，改变正弦调制波频率时，三相交-交变频器的输出波形频率也改变，实现变频。

晶闸管交-交变频器在大功率场合有很高的实用价值，上述提出的三相交-交变频器建模方法不依赖于数学模型，所建立的交-交变频器模型为研究高性能的交-交变频调速系统奠定了坚实的基础。

7.3.4　直流-直流变换电路的建模与仿真应用实例

典型的直流-直流变换器有：①降压式直流-直流变换器（Buck Converter）、②升压式直流-直流变换器（Boost Converter）、③升压-降压直流-直流变换器（Boost - Buck Converter）、④库克直流-直流变换器（Cuk Converter）等。下面对其进行建模与仿真，需要说明的是某些变换器给出了用不同元件组成的电路模型。

一、降压式（Buck）变换器的建模与仿真

1. 基于GTO元件的Buck变换器的建模与仿真

(1) 基于GTO元件的Buck变换器的建模。建模步骤如下：

1) 建立一个新的模型窗口，命名为GTOBuck；

2) 打开附图1-12所示的电力电子模块组，分别复制GTO模块、二极管VD模块、二极管FW Diode模块到GTOBuck模型窗口中。按要求设置GTO参数，本系统中GTO的内部缓冲电路没有使用；

3) 打开附图1-9所示的电源模块组，分别复制电压源模块U、电压源模块E到GTO-

Buck 模型窗口中，打开参数设置对话框，按要求设置参数；

4）打开附图 1 - 11 所示的元件模块组，各复制一个串联 *RLC* 元件模块和地模块到 GTOBuck 模型窗口中作为负载，打开参数设置对话框，按要求设置参数；再复制一个串联 L_s 和 C_s 元件模块到 GTOBuck 模型窗口中作为外部缓冲电路，并进行参数设置；

5）打开附图 1 - 10 所示的测量模块组，复制一个电流测量装置以测量 GTO 晶闸管的电流；复制 一个电压测量装置以测量负载电压；

6）适当连接后，可以得到系统仿真电路如图 7 - 90 所示；

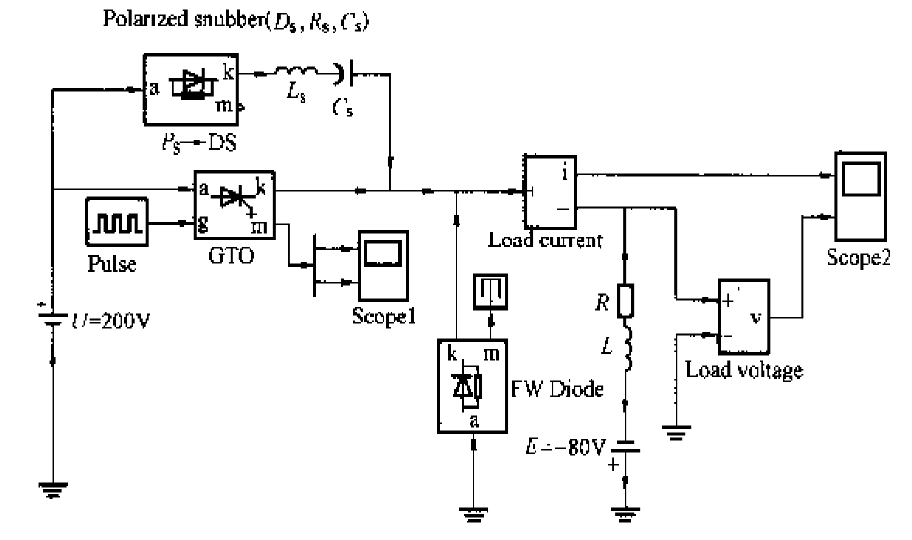


图 7 - 90 可关断晶闸管元件组成的 Buck 变换器仿真模型

7）注意：GTO 晶闸管的输出端口“m”输出 GTO 晶闸管的电压 U_{ak} 和电流 I_{ak} 信号，将一个两输出的信号分离器（在附图 1 - 5 的信号与系统模块组中）连接到 GTO 晶闸管的 m 端上，再将信号分离器的两个输出信号接入二通道示波器 Scope1（在附图 1 - 6 的输出模块组中），用于测量 GTO 的输出电压和电流；二通道示波器 Scope2 测量负载的输出电压和电流；

8）从附图 1 - 7 的输入源模块组中复制一个脉冲发生器模块到仿真模型窗口中，命名为 Pulse，并将其输出连接到 GTO 的门极上。

（2）基于 GTO 元件的 Buck 变换器的仿真。

打开仿真参数窗口，选择 ode23tb 算法，将相对误差设置为 1e－3，仿真开始时间为 0，停止时间设置为 0.01s，仿真结果如图 7 - 91 所示。图中 I_{Load} 和 U_{Load} 分别为负载电流和电压，I_{GTO} 和 U_{GTO} 分别为流过可关断晶闸管的电流和管子两端的电压。

2. 基于 IGBT 元件的 Buck 变换器的建模与仿真

（1）基于 IGBT 元件的 Buck 变换器的建模。建模步骤如下：

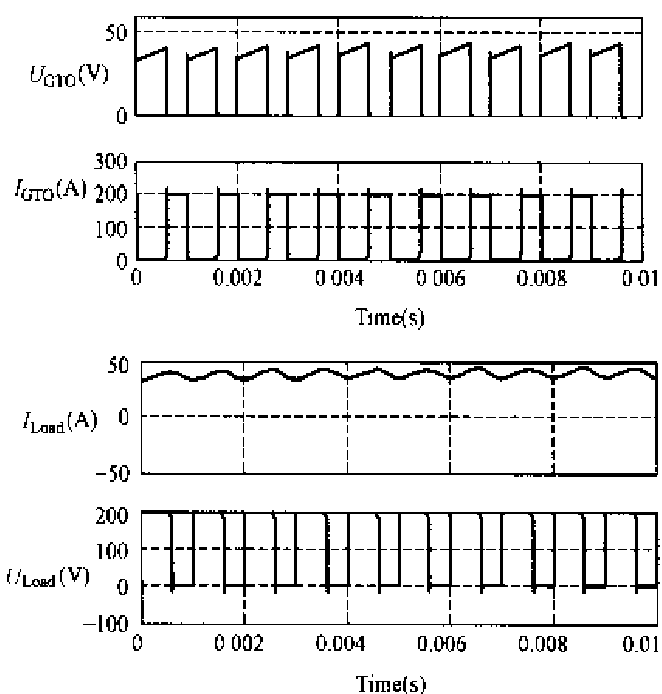


图 7 - 91 可关断晶闸管元件应用系统的仿真结果

1）建立一个新的模型窗口，命名为IGBTBuck；

2）打开附图1-12所示的电力电子模块组，分别复制IGBT模块、二极管VD模块到IGBTBuck模型窗口中。按要求设置IGBT参数；

3）打开附图1-9所示的电源模块组，复制电压源模块U_{dc}到IGBTBuck模型窗口中，打开参数设置对话框，设置电压为100V；

4）打开附图1-11所示的元件模块组，复制一个并联RC元件模块到IGBTBuck模型窗口中作为负载，打开参数设置对话框，设置参数：$R=50\Omega, C=3e-6F$；再复制一个L元件模块到IGBTBuckBHQ模型窗口中，串接在IGBT模块和负载RC之间，参数设置为148e－5H。

5）打开附图1-10所示的测量模块组，添加两个电流测量装置以测量电源电流和电感电流；添加一个电压测量装置以测量负载电压；

6）通过适当连接，可以得到系统仿真电路如图7-92所示。

7）从附图1-7的输入源模块组中复制一个脉冲发生器模块到仿真模型窗口中，命名为Pulse，并将其输出连接到IGBT的门极上。

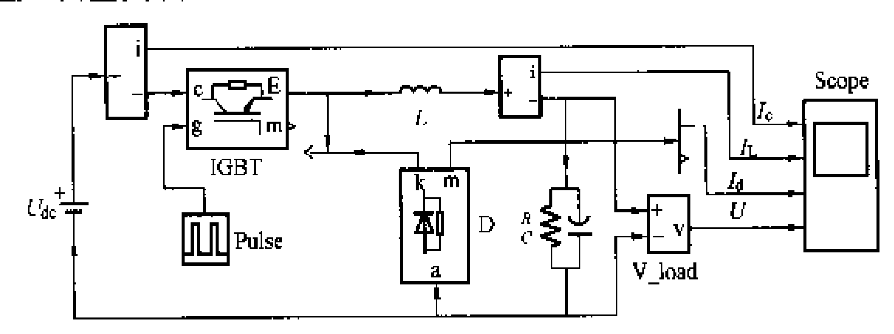


图7-92　IGBT元件组成的Buck DC-DC变换器仿真模型

（2）基于IGBT元件的Buck变换器的仿真。

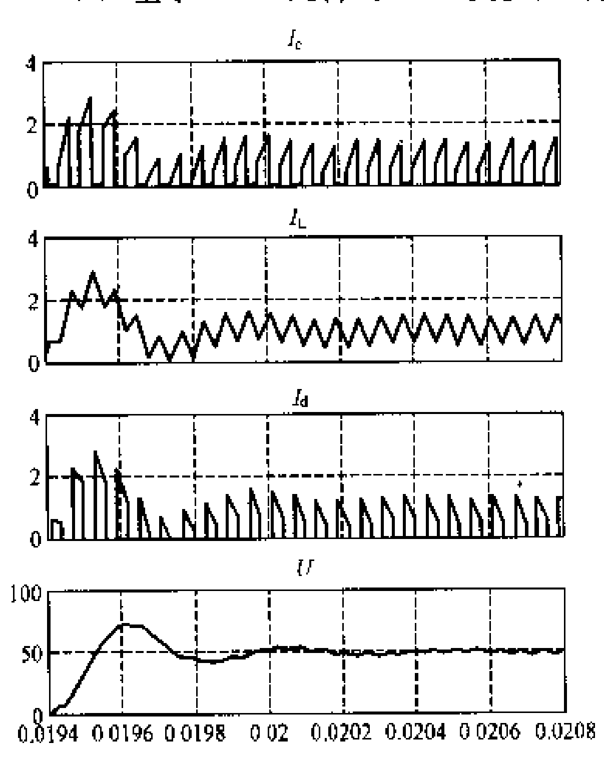


图7-93　Buck DC-DC变换器中IGBT电流、电感电流、二极管和负载电压波形

现打开仿真/参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e－3，仿真开始时间为0.0194s，停止时间设置为20.8e－3s，仿真结果如图7-93所示。其中I_c为IGBT电流（A）、I_L为电感电流（A）、I_d为二极管电流（A）、U为负载电压（V）。

从负载电压波形图可见：原来直流电压为100V，经过Buck变换器直流变换后，电压降低到约50V，实现了降压变换。波形为有少许波纹的直流电压。

二、升压式（Boost）变换器的建模与仿真

下面介绍由IGBT元件组成的DC-DC升压式（Boost）变换器的建模与仿真。

1. 基于IGBT元件的Boost变换器的建模

简要说明一下建模步骤。

（1）建立一个新的模型窗口，命名为IGBTBoost。

(2) 打开附图1-12所示的电力电子模块组，分别复制IGBT模块、二极管D模块到IGBTBoost模型窗口中。按要求设置IGBT参数。

(3) 打开附图1-9所示的电源模块组，复制电压源模块U_{dc}到IGBTBoost模型窗口中，打开参数设置对话框，设置电压为100V。

(4) 打开附图1-11所示的元件模块组，复制一个并联RC元件模块到IGBTBoost模型窗口中作为负载，打开参数设置对话框，设置参数：$R=50\Omega, C=3e-6F$；再复制一个L元件模块到IGBTBoost模型窗口中，串接在电压源模块和二极管VD模块之间，参数设置为5e—4H。

(5) 打开附图1 10所示的测量模块组，添加一个电流测量装置以测量电源电流；添加一个电压测量装置以测量负载电压。

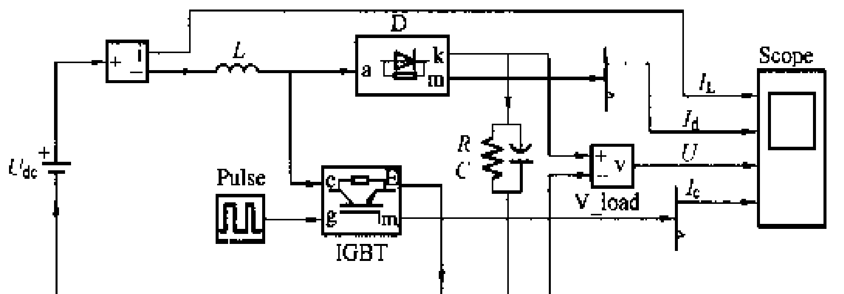


图7-94 IGBT元件组成的Boost dc-dc变换器仿真模型

(6) 通过连接后，可以得到系统仿真电路如图7-94所示。

(7) 将一个两输出的信号分离器（在附图1-5的信号与系统模块组中）连接到IGBT的m端上，再将信号分离器的输出信号接入四通道示波器Scope（在附图1-6的输出模块组中），用于测量IGBT的输出电流。

(8) 从附图1-7的输入源模块组中复制一个脉冲发生器模块到仿真模型窗口中，命名为Pulse，并将其输出连接到IGBT的门极上。

2. 基于IGBT元件的Boost变换器的仿真

现打开仿真/参数窗口，选择ode23tb算法，将相对误差设置为1e—3，仿真开始时间为0，停止时间设置为0.0015s，仿真结果如图7-95所示。

从电压波形图可见：原来直流电压为100V，经过Boost直流变换后，电压升高到约200V。波形为有少许波纹的直流电压。其中I_L为电感电流（A）、I_d为二极管电流（A）、U为负载电压（V）、I_c为IGBT电流（A）。

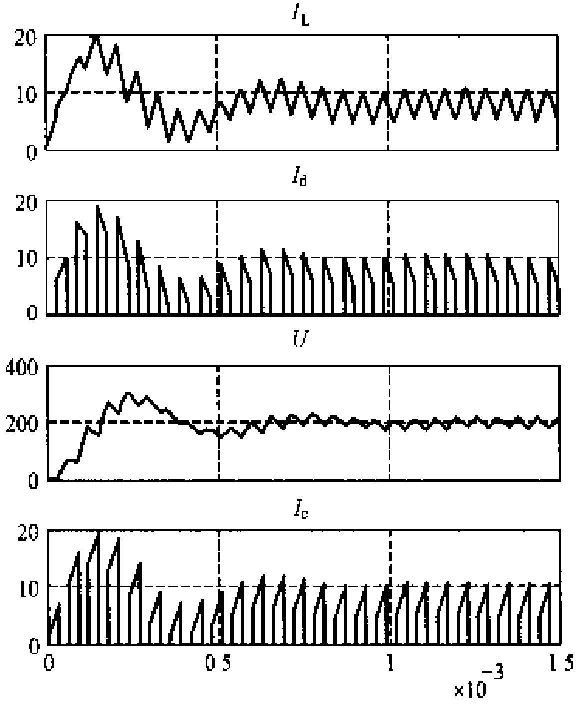


图7-95 IGBT元件组成的Boost DC-DC变换器的仿真结果

三、升/降压式（Buck-Boost）变换器的建模与仿真

升/降压式（Buck-Boost）变换器和库克变换器都是具有升/降压功能的直流一直流变换器。实际上，几种直流变换器的建模与仿真方法大同小异，所用的元件也差不多，主要是电路的结构有些不同。所以，关于升/降压式

（Buck-Boost）变换器和库克变换器只给出仿真模型和仿真结果，对建模过程不再作过多的说明。

1. 升/降压式（Buck-Boost）变换器的建模与仿真

（1）升/降压式（Buck-Boost）变换器的建模。

Buck-Boost变换器的仿真模型如图7-96所示。

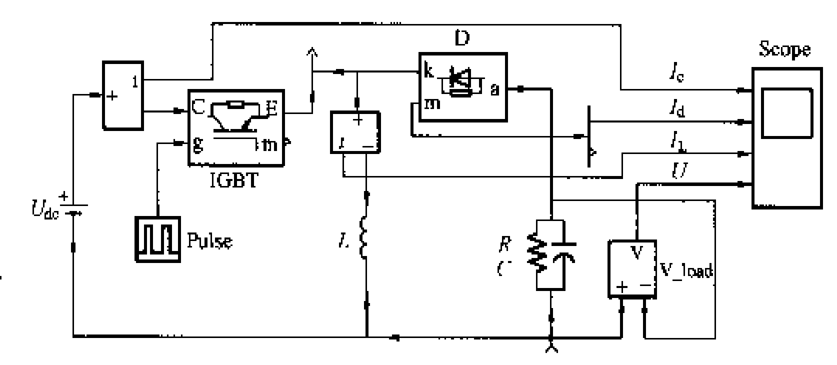


图7-96 升/降压式（Buck-Boost）变换器的仿真模型

（2）升/降压式（Buck-Boost）变换器的仿真结果。

Buck-Boost变换器的仿真结果如图7-97所示。其中 I_c 为IGBT电流（A）、I_d 为二极管电流（A）、I_L 为电感电流（A）、U 为负载电压（V）。

利用升/降压式（Buck-Boost）变换器既可实现升压也可实现降压，图7-97的电压波形是升压工作状态的波形。波形为有少许波纹的直流电压。读者可通过调节占空比，获得降压工作状态，不妨动手试一下。

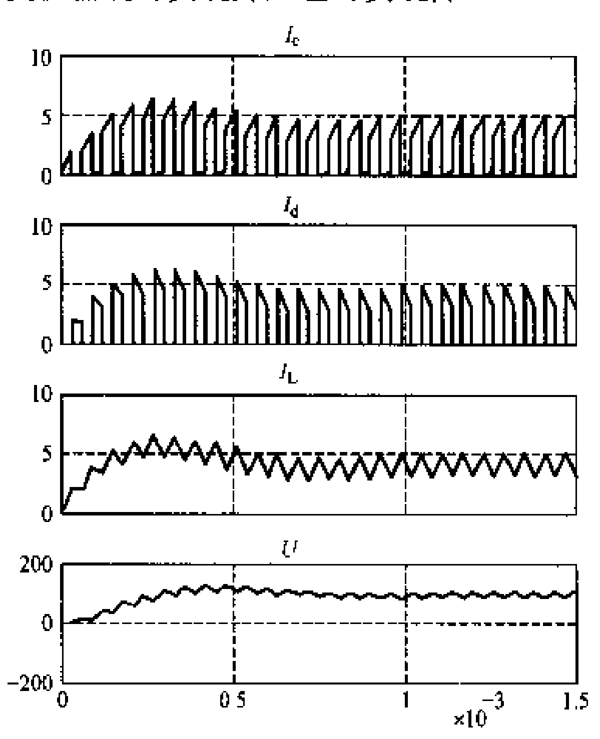


图7-97 Buck-Boost变换器中IGBT电流、电感电流、二极管和负载电压波形

2. 库克变换器的建模和仿真结果

库克变换器综合了升压、降压、升/降压式变换器的优点，其特点是输入、输出电流基本平直。输出直流电压理论上可在0～∞间变化。下面进行仿真分析。

（1）库克变换器的仿真模型。

和升压、降压、升/降压式变换器的建模相比较，只是增加了部分仿真元件。它们的建模如下：

1）打开附图1-11所示的元件模块组，复制一个串联 RLC 支路，打开参数设置对话框，设置参数：$R=0$，$C=\text{inf}$，$L_1=25\text{e}-4\text{H}$，得到 L_1 模块；同样设置 $L=25\text{e}-4\text{H}$。

2）再复制一个串联 RLC 支路，打开参数设置对话框，设置参数：$R=0$，$C=1\text{e}-6\text{F}$，$L_1=0$，得到 C_1 模块。

按照电路结构进行连接，得到库克变换器的仿真模型如图7-98所示。

（2）库克变换器的仿真结果。

库克变换器的仿真结果如图7-99所示。其中 I_L 为电感 L 的电流（A）、I_{L1} 为电感 L_1 的电流（A）、I_C 为IGBT电流（A）、U 为负载电压（V）。

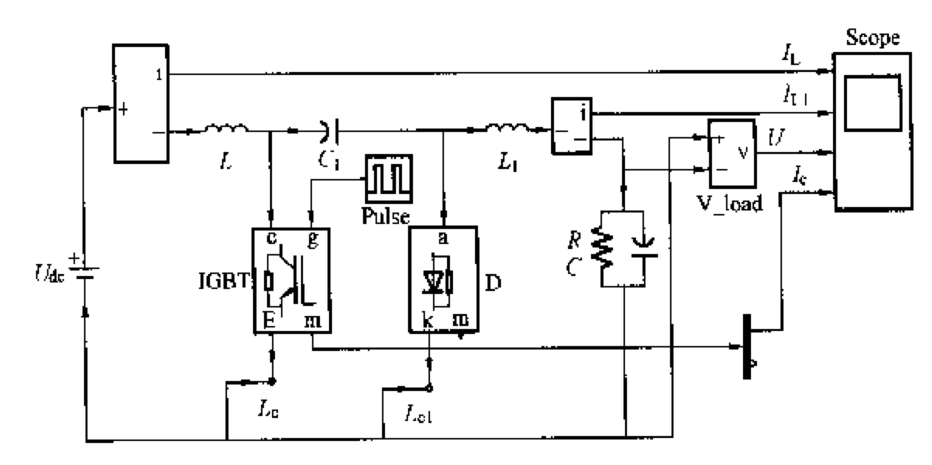


图 7-98 库克变换器的仿真模型

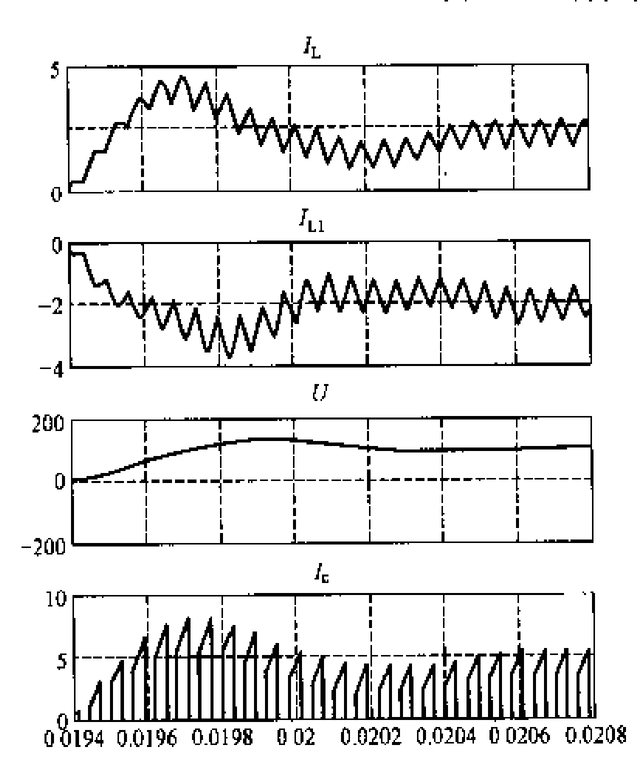


图 7-99 库克变换器中 IGBT 电流、电感电流、二极管和负载电压波形

利用库克变换器既可实现升压也可实现降压，图 7-99 的电压波形是升压工作状态的波形，波形为只有很少波纹的直流电压。另外，输入电流 I_L 和输出电流 I_{L1} 变成基本平直的波形。读者同样可试验一下降压工作状态。

升压、降压、升/降压式变换器以及库克变换器都是“硬开关”式变换器，上面已经对这类变换器进行了仿真；除此以外，还有谐振型“软开关”变换器，如“零电流准谐振开关变换器”等，下面讨论一个基于 MOSFET 仿真元件的“零电流准谐振开关变换器”的建模和仿真应用实例。

四、基于 MOSFET 元件的“零电流准谐振开关变换器”的建模和仿真应用实例

1. 基于 MOSFET 元件的“零电流准谐振开关变换器”的建模

建模步骤可分为：

（1）建立一个新的模型窗口，命名为 MOSFETYZKG；

（2）打开附图 1-12 所示的电力电子模块组，分别复制 MOSFET 模块、二极管 Diode 模块到 MOSFETYZKG 模型窗口中，按要求设置 MOSFET 参数；

（3）打开附图 1-9 所示的电源模块组，复制一个电压源模块 U、一个电流源模块 I0 到 MOSFETYZKG 模型窗口中，打开参数设置对话框，按要求设置参数；

（4）打开附图 1-11 所示的元件模块组，复制一个电容 C 元件模块到 MOSFETYZKG 模型窗口中作为负载，打开参数设置对话框，按要求设置参数；再复制一个并联 $L_r - R_P$ 元件模块到 MOSFETYZKG 模型窗口中，串接在电流源模块和 MOSFET 模块之间，并进行参数设置。

（5）打开附图 1-10 所示的测量模块组，添加一个电压测量装置 VC 以测量负载电压；

(6) 通过连接后，可以得到系统仿真电路如图 7-100 所示。

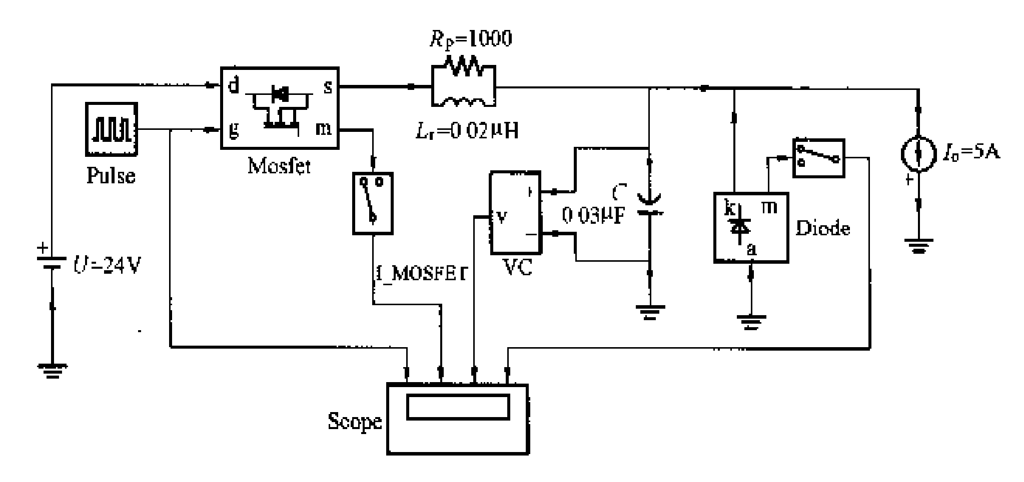


图 7-100 MOSFET 元件组成的零电流准谐振开关变换器仿真模型

(7) MOSFET 的“m”输出端口经过“选择开关”(在附图 1-5 的信号与系统模块组中) 输出 MOSFET 的电流 I_{MOSFET} 信号，并将其送入四通道示波器 Scope。

从附图 1-7 的输入源模块组中复制一个脉冲发生器模块到仿真模型窗口中，命名为 Pulse，并将其输出连接到 MOSFET 的门极上。

2. 基于 MOSFET 元件的“零电流准谐振开关变换器”的仿真

现在打开仿真/参数窗口，选择 ode23tb 算法，将相对误差设置为 1e−3，仿真开始时间为 0，停止时间设置为 2e−6s，仿真结果如图 7-101 所示。显示的波形依次为门信号 Pulses 波形、MOSFET 的电流 I_{MOSFET} 波形、电容电压 U_C 波形和二极管电流 I_{Diode} 波形。

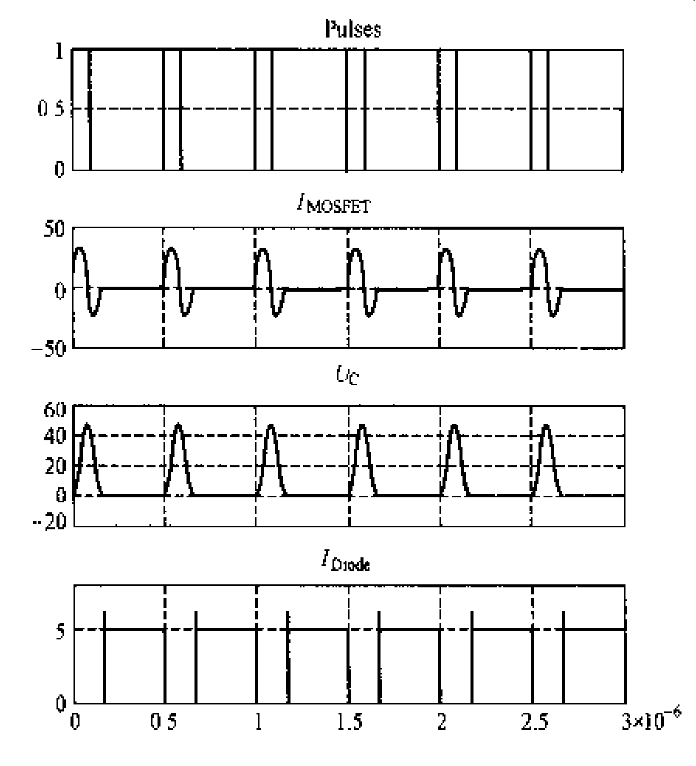


图 7-101 MOSFET 元件组成的零电流准谐振开关变换器仿真结果

第8章 电力电子技术实验指导书

本指导书介绍了电力电子技术课程的实验内容，其中包括晶闸管单相、三相整流和有源逆变电路；晶闸管单相、三相交流调压电路；门极可关断晶闸管（GTO）、大功率晶体管（GTR）、功率场效应晶体管（P-MOSFET）、绝缘栅双极型晶体管（IGBT）等功率器件的触发和驱动电路等实验。本实验指导书是以浙江大学某公司生产的DKSZ－1型变流技术及自动控制系统实验装置为基础编写的，并参考了厂家的实验说明书，所列实验均已做。

实验一 单结晶体管触发的单相半波可控整流电路实验

一、实验目的

(1) 熟悉单结晶体管触发电路的工作原理及各元件的作用；

(2) 观察单结晶体管触发电路各点的波形，掌握单结晶体管触发电路的调试步骤和方法；

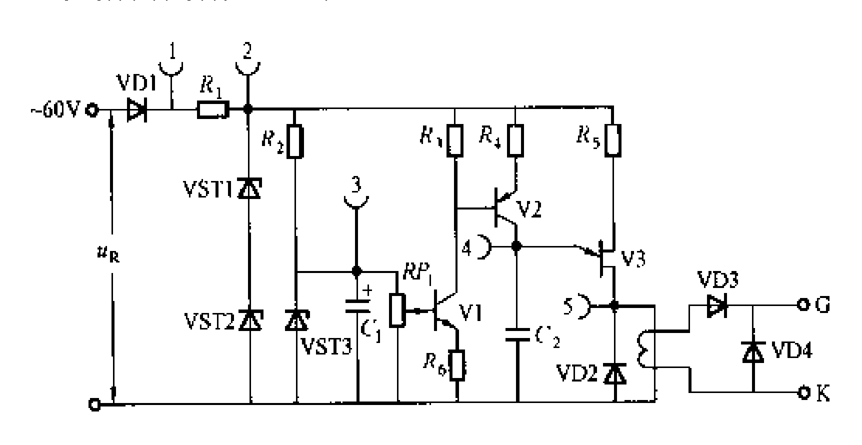
(3) 对单相半波可控整流电路在电阻负载及阻感负载时的工作过程作全面分析；

(4) 了解续流二极管的作用；

(5) 熟悉双踪示波器的使用方法。

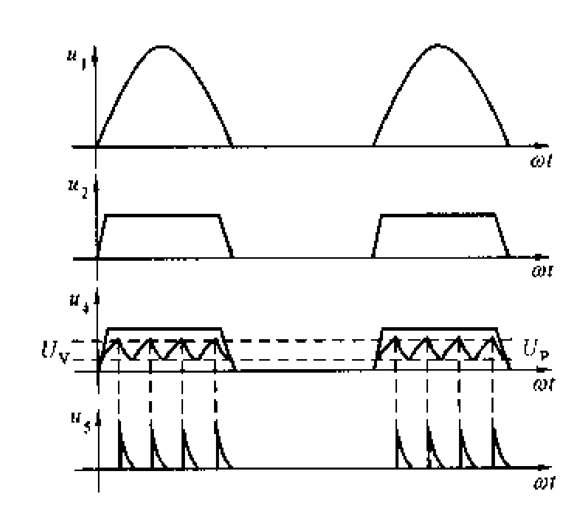
二、实验电路及原理

单结晶体管触发电路的实验原理接线图如实图1-1所示。

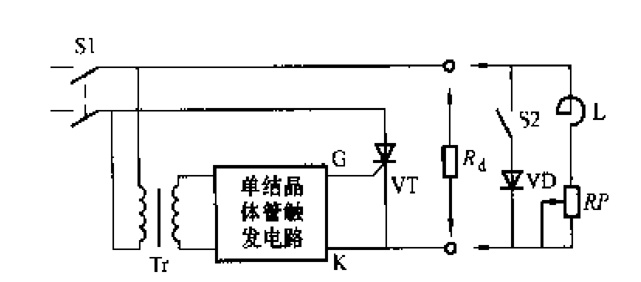


实图1-1 单结晶体管触发电路的实验原理接线图

由同步变压器副边输出60V的交流同步电压u_R，经VD1半波整流，再由稳压管VST1、VST2进行削波，从而得到了梯形波电压，其过零点与晶闸管阳极电压的过零点一致，梯形波通过R_4、V2向电容C_2充电，当充电电压达到单结晶体管的峰值电压U_P时，单结晶体管V3导通，从而通过脉冲变压器输出脉冲。同时，C_2经V3放电，由于时间常数很小，U_{C2}很快下降到单结晶体管的谷点电压U_V，V3重新关断，C_2再次充电。每个梯形波周期内，V3可能导通、关断多次，但只有第一个输出脉冲起作用。电容C_2的充电时间常数由RP_1来调节。单结晶体管触发电路的各点波形如实图1-2所示。元件RP_1已装在实验装置的DK11组件挂箱的面板上，同步信号已在内部接好。



实图1-2　单结晶体管触发电路的各点波形



实图1-3　单结晶体管触发的单相半波可控整流电路

将单结晶体管触发电路的输出端"G"和"K"端分别接至晶闸管的门极和阴极，即构成如实图1-3所示的实验原理接线图。

三、实验内容

（1）单结晶体管触发电路的调试；

（2）单结晶体管触发电路各点电压波形的观察；

（3）单相半波可控整流电路带电阻性负载时 $U_d/U_2 = f(\alpha)$ 特性的测定；

（4）单相半波可控整流电路带阻感性负载时续流二极管作用的观察。

四、实验设备

实验设备有：①主控制屏DK01；②DK11组件挂箱；③1.9k、0.65A双臂滑线电阻器；④双踪慢扫描示波器；⑤万用表。

五、预习要求

（1）阅读教材中有关单结晶体管的内容，弄清单结晶体管触发电路的工作原理；

（2）复习单相半波可控整流电路的有关内容，掌握单相半波可控整流电路接电阻性负载和阻感性负载时的工作波形；

（3）掌握单相半波可控整流电路接不同负载时 U_d、I_d 的计算方法。

六、思考题

（1）单结晶体管触发电路的振荡频率与电路中 RP_1 和 C_2 的数值有什么关系？

（2）单相桥式半波可控整流电路接电感性负载时会出现什么现象？如何解决？

七、实验方法

1. 单结晶体管触发电路的调试

将DK11组件挂箱左上角的同步变压器原边绕组接入220V的交流电压，将"触发选择开关"拨至"单结晶体管"，这样同步变压器副边60V交流同步电压已通过内部连线接到单结晶体管触发电路的输入端。

接通主电路开关S1，用示波器观察单结晶体管触发电路中整流输出的梯形波电压、锯齿波电压及单结晶体管触发电路输出电压等波形。调节移相可变电位器 RP_1，观察锯齿波

的周期变化及输出脉冲波形的移相范围能否在20°～180°范围内？

2. 单结晶体管触发电路各点波形记录

将单结晶体管触发电路的各点波形描绘下来，并与实图1-2的波形进行比较。

3. 单相半波可控整流电路接电阻性负载

实表1-1

α	30°	60°	90°	120°	150°	180°
U_2						
U_d（记录值）						
U_d（计算值）						
u_d 的波形						
u_{VT}的波形						

触发电路调试正常后，按实图1-3电路图接线，负载为双臂滑线电阻（串联接法）。合上电源，用示波器观察负载电压 u_d、晶闸管VT两端电压 u_1 的波形，调节电位器 RP_1，观察 $\alpha=30°$、60°、90°、120°、150°、180°时的 u_d、u_T 波形，并测定直流输出电压 U_d 和电源电压 U_2，记录于实表1-1中。

注意：实验中若出现无论如何改变 α 的值，u_d 始终为零的现象，可将变压器的原边或副边的相序对调一下，或者将加在晶闸管的阳极一阴极之间电源的相序对调一下即可。

4. 单相半波可控整流电路接阻感性负载

将负载改接成阻感性负载（由滑线电阻器与平波电抗器串联而成）。不接续流二极管VD，在不同阻抗角（改变 RP 的电阻值）情况下，观察并记录 $\alpha=30°$、60°、90°、120°时的 u_d 及 u_T 的波形。

接入续流二极管VD，重复上述实验，观察续流二极管的作用。

计算公式：$U_d = 0.45U_2\dfrac{1+\cos\alpha}{2}$

八、实验报告

(1) 画出单结晶体管触发电路各点的电压波形，回答实验中提出的问题；

(2) 画出 $\alpha=90°$时，电阻性负载和阻感性负载的 u_d、u_T 波形；

(3) 画出电阻性负载时 $U_d/U_2=f(\alpha)$ 的实验曲线，并与计算值 U_d 的对应曲线相比较；

(4) 分析实验中出现的现象，写出体会。

九、注意事项

(1) 双踪慢扫描示波器两个探头的地线端应接在电路的同电位点，以防通过两探头的地接线造成被测量电路短路事故。示波器探头地线与外壳相连，使用时应注意安全。

(2) 单相半波可控整流电路的触发电路也可选用锯齿波同步移相触发电路。

(3) 在本实验中，触发脉冲是从外部接入DK01面板上晶闸管的门极和阴极，此时，应将所用晶闸管对应的I组触发脉冲或II组触发脉冲的开关拨向“断开”，也可将 U_{blf} 或 U_{blr} 悬空。

实验二　锯齿波同步移相触发电路实验

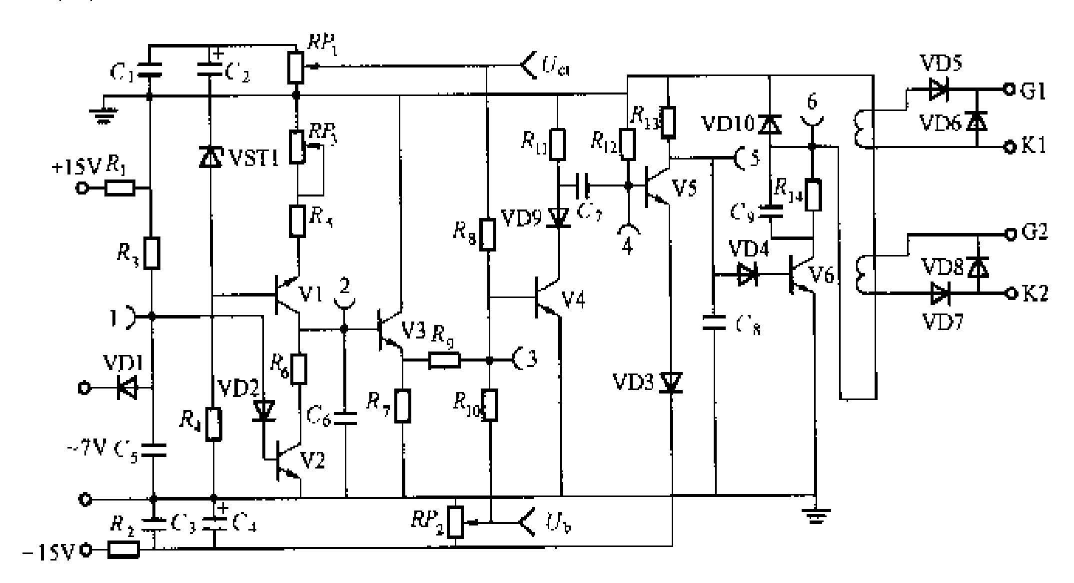
一、实验目的

(1) 加深理解锯齿波同步移相触发电路的工作原理和各元件的作用；

（2）掌握锯齿波同步移相触发电路的调试方法。

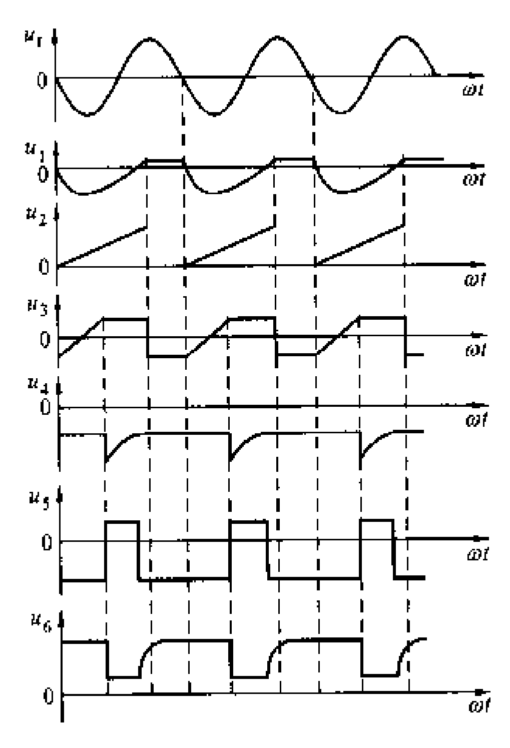
二、实验电路及原理

锯齿波同步移相触发电路实验原理接线图如实图2-1所示。其工作原理如下：



实图2-1　锯齿波同步移相触发电路实验原理接线图

由V1、VD1、VD2、C_5等元件组成同步检测环节，其作用是利用同步电压u_{TS}来控制锯齿波产生的时刻及锯齿波的宽度。由V1等元件组成的恒流源电路及V2、V3、C_6等组成锯齿波形成环节。控制电压U_{ct}、偏移电压U_b和锯齿波电压u_T在V4基极综合叠加，从而构成移相控制环节。V5、V6构成脉冲形成放大环节，脉冲变压器输出触发脉冲，电路中的各点电压波形如实图2-2所示。



实图2-2　锯齿波同步移相触发电路的各点电压波形

元件RP_1、RP_2均安装在DK11组件挂箱的面板上，同步变压器副边已在挂箱内部接好。触发电路的±15V电压由左下角的开关控制，其上方的另一个开关为选择开关。进行锯齿波同步移相触发电路实验时，选择开关拨向“触发电路”。而做单相桥式整流电路实验时，将选择开关拨向“单相桥式”。

三、实验内容

（1）锯齿波同步移相触发电路的调试；

（2）锯齿波同步移相触发电路各点波形的观察和分析。

四、实验设备

实验设备有：①主控制屏DK01；②DK11组件挂箱；③双踪慢扫描示波器；④万用表。

五、预习要求

（1）阅读教材中有关锯齿波同步移相触发电路的内容，弄清锯齿波同步移相触发电路的工作原理；

（2）掌握锯齿波同步移相触发电路脉冲初始相位的调整方法。

六、思考题

（1）锯齿波同步移相触发电路有哪些特点？

（2）锯齿波同步移相触发电路的移相范围与哪些参数有关？

（3）为什么锯齿波同步移相触发电路的脉冲移相范围比正弦波同步移相触发电路的移相范围要大？

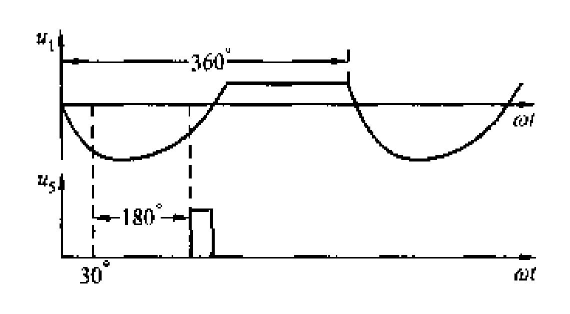
七、实验方法

（1）将DK11面板左上角的同步变压器原边绕组接220V交流电压，“选择触发开关”拨向“锯齿波”，面板左下角的±15V开关拨向“开”，其上面的开关拨向“触发电路”。将触发电路的输出“G1”、“K1”端接至DK01上的某晶闸管的门极和阴极。

（2）接通低压控制电源和主电源，用示波器观察各观察孔的电压波形。

1）同时观察“1”、“2”孔的电压波形，了解锯齿波宽度和“1”孔电压波形的关系；

2）观察“3”～“5”孔电压波形和输出电压u_g的波形，记下各波形的幅值与宽度，并比较“3”孔电压u_3和“5”孔电压u_5的对应关系。



实图2-3　触发脉冲的移相范围

（3）调节触发脉冲的移相范围。

1）初始脉冲的调试：将控制电压U_{ct}调至零（即将电位器RP_1逆时针到底），用示波器观察“1”孔电压u_1和“5”孔电压u_5的波形，保持RP_1不变，调节偏移电压U_b（即调RP_2），使$\alpha=180°$，即$U_{ct}=0$时，$\alpha=180°$。其波形如实图2-3所示。

2）固定U_b（即电位器RP_2）不变时，改变U_{ct}（即电位器RP_1），观察脉冲移动情况，要求：$U_{ct}=0$时，$\alpha=180°$；$U_{ct}=U_{ctmax}$时，$\alpha=0°$，以满足移相范围$\alpha=0°\sim180°$。

（4）调节U_{ct}，使$\alpha=60°$，观察并记录$u_1\sim u_5$及输出脉冲电压u_g的波形，标出其幅值与宽度并记录在实表2-1中（可在示波器上直接读出，读数时应将示波器的“V/cm”和“t/cm”的旋钮放置在校准位置，以防读数误差）。

实表2-1

	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_g
幅值（V）						
宽度（ms）						

八、实验报告

（1）整理、描绘实验中记录的各点波形，并标出其幅值和宽度。

（2）总结锯齿波同步触发电路移相范围的调试方法，如果要求在$U_{ct}=0V$的条件下，使$\alpha=90°$，如何调整？

（3）讨论分析实验中出现的各种现象。

九、注意事项

(1) 参照实验一的注意事项。

(2) 观察输出脉冲电压 u_g 的波形时，应将输出端“G”和“K”分别接到晶闸管的门极和阴极，否则，无法观察到 u_g 波形。

实验三 单相桥式半控整流电路实验

一、实验目的

(1) 加深对单相桥式半控整流电路带电阻性、阻感性、反电动势负载时各工作情况的理解；

(2) 了解续流二极管在单相桥式半控整流电路中的作用，学会对实验中出现的问题加以分析和解决。

二、实验线路及原理

本实验原理接线如实图 3-1 所示，由 2 组锯齿波同步移相触发电路给共阴极的 2 个晶闸管提供触发脉冲，整流电路的负载可根据需要选择电阻性、阻感性和反电动势负载。实验原理可参见教材的有关内容。

实图 3-1 单相桥式半控整流电路实验原理接线图

三、实验内容

(1) 锯齿波同步触发电路的调试；

(2) 单相桥式半控整流电路带电阻性负载；

(3) 单相桥式半控整流电路带阻感性负载；

(4) 单相桥式半控整流电路带反电动势负载。

四、实验设备

实验设备有：①主控制屏 DK01；②直流电动机—直流发电机—测速发电机组；③DK11 组件挂箱；④双臂滑线电阻器；⑤双踪慢扫描示波器；⑥万用表。

五、预习要求

(1) 阅读教材中单相桥式半控整流电路的有关内容，弄清单相桥式半控整流电路带不同负载时的工作原理；

(2) 了解续流二极管在单相桥式半控整流电路中的作用。

六、思考题

(1) 单相桥式半控整流电路在什么情况下会发生失控现象？

(2) 加续流二极管前后，单相桥式半控整流电路中晶闸管两端的电压波形如何？

七、实验方法

(1) 按实图3-1接线。可利用DK01上“Ⅱ组桥”中的晶闸管和二极管来组成单相半控桥。触发电路采用锯齿波同步移相触发电路，将DK11左上角的“触发选择开关”拨至“锯齿波”，同步变压器原边绕组接220V交流电压。将DK01左下角的两个开关分别拨至“单相桥式”和“开”的位置，将锯齿波触发电路的输出脉冲端“G1”、“K1”和“G3”、“K3”分别接至半控桥中晶闸管VT1和VT5的门极和阴极，并将DK01上的U_{blr}开路不接线，调速开关拨至“交流调速”。

(2) 锯齿波同步移相触发电路调试。其调试方法与实验二相同。

(3) 单相桥式半控整流电路带电阻性负载。

电路接可调电阻负载R_d，合上电源开关S，用示波器观察负载电压u_d、晶闸管两端电压u_T和整流二极管两端电压u_{D2}的波形，调节锯齿波同步移相触发电路上的移相控制电位器RP_1，观察并记录不同α角的u_d、u_T、u_{D2}的波形，测定相应电源电压U_2和负载电压U_d的数值，记录于实表3-1中，并验证。

注意：实验中若出现无论如何改变α的值，u_d始终为零的现象，可将变压器的原边或副边的相序对调一下，或者将加在晶闸管的阳极一阴极之间电源的相序对调一下即可。

实表3-1

α	30°	60°	90°	120°	150°	180°
U_2						
U_d（记录值）						
U_d（计算值）						
u_d 的波形						
u_T 的波形						
u_{D2}的波形						

计算公式：$U_d = 0.9U_2\dfrac{1+\cos\alpha}{2}$。

(4) 单相桥式半整流电路带阻感性负载。

1) 断开主电路，将负载改为阻感性负载，即将平波电控器L_d（700mH）与电阻R_d串联；

2) 不接续流二极管VD5，接通主电路，用示波器观察不同控制角α时u_d、u_{D2}、u_T的波形，并测定相应U_2、U_d的数值，记录于实表3-2中；

实表3-2

α	U_2	U_d（记录值）	U_d（计算值）	u_d 的波形	u_T 的波形	u_{D2}的波形
30°						
60°						
90°						

3) 在α=60°时移去触发脉冲（可将锯齿波同步触发电路上的“G3”或“K3”拔掉），用示波器观察并记录移去脉冲前后u_d、u_{D2}、u_{T1}、u_{T2}的波形；

4) 接上续流二极管VD5，接通主电路，用示波器观察不同控制角α时，u_d、u_{D2}、u_T的波形，并测定相应U_2、U_d的数值，记录于实表3-3中；

实表 3-3

α	U_2	U_d（记录值）	U_d（计算值）	u_d 的波形	u_T 的波形	u_{D2} 的波形
30°						
60°						
90°						

5）在接有续流二极管 VD5 及 $\alpha=60°$ 时，移去触发脉冲（可将锯齿波同步触发电路上的"G3"或"K3"拔掉），用示波器观察并记录移去脉冲前、后 u_d、u_{D2}、u_{T1}、u_{T3}、u_{D5} 的波形。

（5）单相桥式半控整流电路带反电动势负载。

1）断开主电路，将负载改为直流电动机，不接平波电控器 L_d，调节锯齿波同步触发电路上的 RP_1 使 U_d 由零逐渐上升到额定值，用示波器观察并记录不同 α 时输出电压 u_d 和电动机电枢两端电压 u_a 的波形；

2）接上平波电抗器，重复上述实验。

八、实验报告

（1）画出电阻性负载、阻感性负载时 $U_d/U_2=f(\alpha)$ 的曲线；画出电阻性负载、阻感性负载，α 角分别为 30°、60°、90°时的 u_d、u_T、u_{D2} 的波形。

（2）说明续流二极管对消除失控现象的作用。

九、注意事项

（1）参照实验一和实验二的注意事项。

（2）注意触发角的正确读数。

（3）示波器的探头衰减倍数要用乘 10 档。

实验四　单相桥式全控整流及有源逆变电路实验

一、实验目的

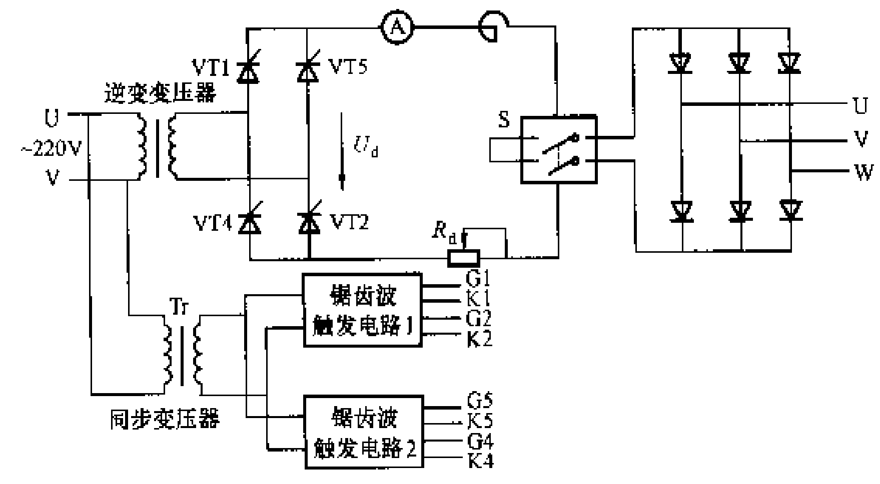
（1）加深理解单相桥式全控整流及逆变电路的工作原理；

（2）研究单相桥式变流电路由整流切换到逆变的全过程，掌握实现有源逆变的条件；

（3）掌握产生逆变颠覆的原因及预防方法。

二、实验线路及原理

实图 4-1 为本实验的原理接线图。将主控制屏 DK01 上的整流二极管 VD1～VD6 组成三相不可



实图 4-1　单相桥式全控整流及逆变电路实验原理接线图

控整流电路，作为逆变桥的直流电源，逆变变压器采用DK14组件挂箱中的一个单相变压器，回路中接入平波电抗器 L_d（700mH）及限流电阻 R_d。有关实现有源逆变的必要条件等内容可参见电力电子技术教材的有关内容。触发电路采用DK11组件挂箱上的锯齿波触发电路。

三、实验内容

（1）单相桥式全控整流电路带阻感负载；

（2）单相桥式有源逆变电路带阻感负载；

（3）有源逆变电路逆变颠覆现象的观察。

四、实验设备

实验设备有：①主控制屏DK01；②DK11触发电路组件挂箱；③双臂滑线电阻器；④DK14三相组式变压器组件挂箱（用高、中压绕组）；⑤双踪慢扫描示波器；⑥万用表；⑦单相双投闸刀（在DK02组件挂箱下部）；⑧转换插座四个。

五、预习要求

（1）阅读教材中有关有源逆变电路的内容，弄清单相桥式全控整流电路带不同负载的工作原理；

（2）阅读教材中有关有源逆变电路的内容，掌握实现有源逆变的基本条件；

（3）学习并掌握有源逆变电路产生逆变颠覆的原因。

六、思考题

（1）实现有源逆变的条件是什么？在本实验中如何能满足这些条件？

（2）实验电路中逆变变压器的作用是什么？

七、实验方法

（1）按实图4-1接线。将DK11左上角的“触发选择开关”拨至“锯齿波”，同步变压器原边绕组接220V交流电压。将DK11左下角的两个开关分别拨至“单相桥式”和“开”的位置，将锯齿波触发电路的输出脉冲端分别接至全控桥中相应晶闸管的门极和阴极，并将主控制屏DK01上的Ⅰ组桥触发脉冲开关拨向“断开”或使 U_{blf} 开路不接线。

（2）单相桥式全控整流电路。调节锯齿波触发电路中的移相调节电位器 RP_1，使 $U_{ct}=0$（即 RP_1 逆时针到底），调节偏移电位器 RP_2，使 $\alpha=150°$。保持 U_b 不变（即 RP_2 固定），逐渐增加 U_{ct}，在 $\alpha=0°\sim90°$ 的范围内。

做单相桥式全控整流电路带阻感负载实验，在 $\alpha=0°$、30°、60°、90°时，用示波器观察、记录整流电压 u_d、晶闸管两端电压 u_T 的波形，并记录 U_2、U_d 的数值于实表4-1中。实验时应注意以下几点：

1）α 角读数方法：通过示波器观察 U_d 的波形来读 α 角。

2）RP_2 在实验过程中固定不变。

实表4-1

α	0°	30°	60°	90°	120°	150°
U_2						
U_d（记录值）						
U_d（计算值）						
u_d 的波形						
u_T 的波形						

3）实验中若出现无论如何改变 α 的值，u_d 始终为零的现象，可将变压器的原边和副边的相序对调一下，或者将加在晶闸管的阳极电源的相序对调一下即可。

计算公式：$U_d = 0.9U_2\cos\alpha$。

（3）单相桥式有源逆变电路。断开电源，将开关S拨向有源逆变直流电源端（三相不可控整流桥），调节 U_{ct}，将 α 移至150°。合上主电路电源，在 α=90°、120°、150°时，用示波器观察并记录 u_d，u_T 的波形，并在实表4-1中记录 U_2，U_d 的数值。

（4）逆变颠覆现象的观察。调节 U_{ct}，使 α=150°，合上主电路电源，观察 u_d 波形。突然将DK11面板上的±15V开关拨至"关"，则脉冲突然消失，用双踪慢扫描示波器观察逆变颠覆现象，记录逆变颠覆时的 u_d 波形。

八、实验报告

（1）画出 α=0°、30°、60°、90°、120°、150°时，u_d 和 u_T 的波形；

（2）画出电路的移相特性 $U_d = f(\alpha)$ 曲线；

（3）分析逆变颠覆的原因及逆变颠覆后会产生的后果。

九、注意事项

（1）为了防止过流，顺利地完成从整流到逆变的过程，主电路应串入适当阻值的电阻，合电源前负载要置最小处；

（2）三相不可控整流桥的输入端可加接三相自耦调压器，以降低逆变用直流电源的电压值，变压器用高中压即220V/110V；

（3）接线时，触发脉冲要一一对应（即G1K1接VT1；G2K2接VT2；G3K3接VT4；G4K4接VT5），三相不可控桥的连接极性要正确；

（4）各开关位置要正确。

实验五 三相桥式全控整流及有源逆变电路实验

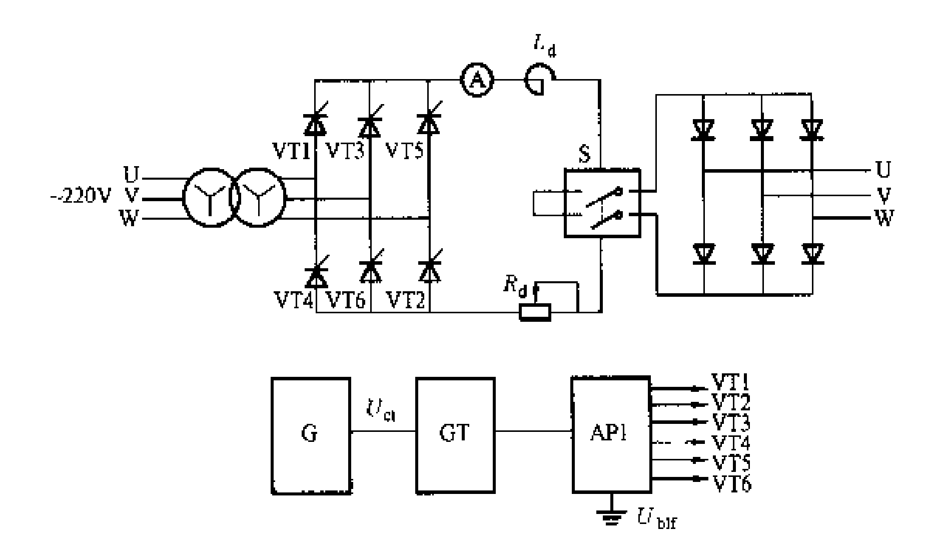
一、实验目的

（1）加深理解三相桥式全控整流及有源逆变电路的工作原理；

（2）了解KC系列集成触发器的调整方法和各点的波形。

二、实验线路及原理

本实验原理接线如实图5-1所示。主电路由三相全控整流电路及作为逆变直流电源的三



实图5-1 三相桥式全控整流及有源逆变电路实验原理接线图

相不可控整流电路组成。触发电路为主控制屏DK01中的集成触发电路，由KC04、KC41、KC42等集成芯片组成，可输出经高频调制后的双窄脉冲列。集成触发电路的原理可参考教材有关内容。

三、实验内容

(1) 主控制屏DK01的调试；

(2) 三相桥式全控整流电路带大电感负载；

(3) 三相桥式有源逆变电路；

(4) 观察整流或有源逆变状态下，模拟电路故障现象时的电压波形。

四、实验设备

实验设备有：①主控制屏DK01；②DK02组件挂箱；③双臂滑线电阻器二台（并联使用）；④DK14三相组式变压器组件挂箱（用高、中压绕组）；⑤双踪慢扫描示波器；⑥万用表。

五、预习要求

(1) 阅读教材中有关三相桥式全控整流电路的有关内容，弄清三相桥式全控整流电路带大电感负载时的工作原理；

(2) 阅读教材中有关有源逆变电路的内容，掌握实现有源逆变的基本条件；

(3) 学习教材中有关集成触发电路的内容，掌握该触发电路的工作原理。

六、思考题

(1) 如何解决主电路和触发电路的同步问题？在本实验中，主电路三相电源的相序能任意确定吗？

(2) 在本实验中，在整流向逆变切换时，对α角有什么要求？为什么？

七、实验方法

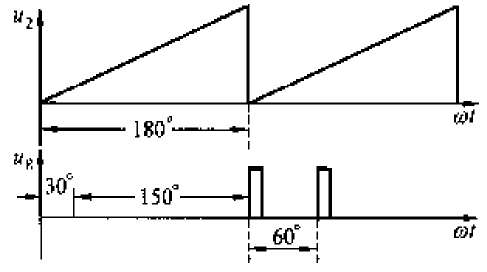
(1) 确定电源相序——双踪示波器法。三相整流电路是按一定顺序工作的，故保证相序正确是非常重要的。测定相序可采用双踪示波器法，指定一根电源线为U相，再用示波器观察，比U相落后120°者为V相，超前120°者为W相。

(2) 主控制屏DK01的调试。

1) 观察面板上检测三相交流电源的电压表指示值，看三相是否平衡。打开左上角的“低压控制电源”开关，这时应有相应的直流电压指示灯亮。

2) 开关设置。调速电源开关：“直流调速”；触发电路脉冲指示：“窄”（该开关在DK01内部的电路板上）；桥工作状态：“任意”。

3) 将示波器探头接至“双脉冲观察孔”和“锯齿波观察孔”，观察6个触发脉冲，应使其间隔均匀，相互间隔60°。



实图5-2　触发脉冲与锯齿波的相位关系

4) 将给定器G的输出端“U_g”接至主控制屏DK01面板上“移相控制电压”U_{ct}端，调节偏移电压电位器RP，使$U_{ct}=0$时（可直接接地，以保证输入为零）的触发脉冲波形如实图5-2所示。

5) 将DK01面板上的U_{blf}（当三相桥式全控变流电路使用Ⅰ组晶闸管VT1～VT6时）接地，将Ⅰ

组桥触发脉冲的6个开关拨到“接通”，用示波器观察晶闸管的门极与阴极的触发脉冲是否正常。

（3）三相桥式全控整流电路。

实表5-1

α	30°	60°	90°	120°	150°
U_{ct}					
U_d（记录值）					
U_d（计算值）					
u_d的波形					
u_T的波形					

1）按实图5-1接线，将开关“S”拨向左边的短接线端，给定器G上的“正给定”输出为零（逆时针旋到底）；合上主电路开关，调节给定电位器，增加移相电压，使α角在30°～90°范围内调节，同时，根据需要不断调整负载电阻R_d，使得负载电流I_d保持在0.8A左右（注意I_d不得超过1A）。用示波器观察并记录α=30°、60°、90°时的整流电压u_d和晶闸管两端电压u_T的波形，并记录相应的U_d、U_{ct}数值于实表5-1中。

计算公式：$U_d = 0.9U_2\cos\alpha$。

2）模拟故障现象。当α=60°时，将示波器所观察到的晶闸管的触发脉冲钮子开关拨向“断开”位置，模拟晶闸管失去触发脉冲的故障，观察并记录这时的u_d、U_{ct}的变化情况。

（4）三相桥式有源逆变电路。断开主电源开关后，将开关“S”拨向右边的不可控整流桥端。给定电位器逆时针旋转到底，即使给定器输出为零；R_d置阻值最大处；合上电源开关，观察并记录α=90°、120°、150°时电路中u_d、u_T的波形，并记录相应的U_d、U_{ct}数值于实表5-1中。

八、实验报告

（1）画出电路的移相特性$U_d = f(\alpha)$；

（2）画出触发电路的传输特性$\alpha = f(U_{ct})$；

（3）画出α=30°，60°，90°，120°，150°时的整流电压u_d和晶闸管两端电压u_T的波形；

（4）简单分析模拟故障现象。

九、注意事项

（1）为了防止过流并顺利地完成从整流到逆变的过程，应先将α角调到大于90°、接近120°的位置，然后将负载电阻R_d调至最大值位置（即负载最小处）；

（2）三相不可控整流桥的输入端可加接三相自耦调压器，以降低逆变用直流电源的电压值，变压器用高中压即220V/110V；

（3）实验过程中，在加负载移动滑线变阻器时，两并联滑线变阻器要同步滑动，防止因并联支路电流严重不平衡而烧坏变阻器。

实验六　单相交流调压电路实验

一、实验目的

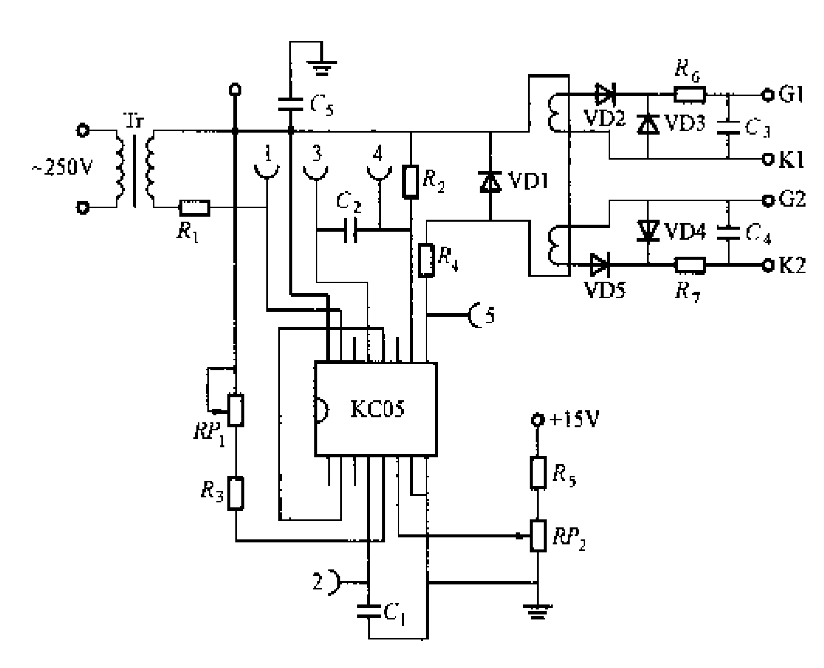
（1）加深理解单相交流调压电路的工作原理；

（2）加深理解单相交流调压电路带电感性负载对脉冲及移相范围的要求；

（3）了解KC05晶闸管移相触发器的原理和应用。

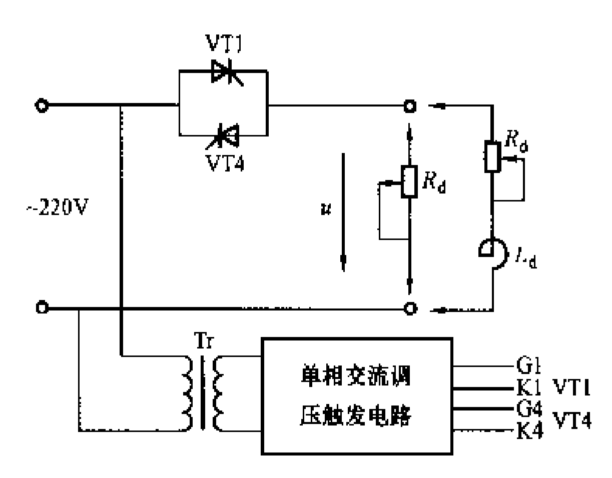
二、实验线路及原理

本实验采用了KC05晶闸管移相触发器。该触发器适用于双向晶闸管或两个反并联晶闸管电路的交流相位控制，具有锯齿波线性好、移相范围宽、控制方式简单、易于集中控制、输出电流大等优点。单相交流调压触发电路实验原理接线图如实图6-1所示。



实图6-1 单相交流调压触发电路实验原理接线图

单相晶闸管交流调压器的主电路由两个反向并联的晶闸管组成，实图6-2为其实验原理接线图。



实图6-2 单相晶闸管交流调压器的主电路实验原理接线图

三、实验内容

（1）KC05集成移相触发电路的调试；

（2）单相交流调压器带电阻性负载；

（3）单相交流调压器带阻感性负载。

四、实验设备

实验设备有：①主控制屏DK01；②DK12组件挂箱；③单相自耦调压器；④双臂滑线电阻器；⑤双踪慢扫描示波器；⑥万用表。

五、预习要求

（1）阅读教材中有关交流调压器的内容，掌握交流调压器的工作原理；

（2）学习教材中有关单相交流调压器及其触发电路的内容，了解KC05晶闸管触发芯片的工作原理及在单相交流调压电路中的应用。

六、思考题

（1）交流调压器在带电感性负载时可能会出现什么现象？为什么？如何解决？

（2）交流调压器有哪些控制方式？应用场合有哪些？

七、实验方法

（1）KC05集成晶闸管移相触发器调试。

1）将触发器的同步变压器原边绕组接220V交流电压，将右上角的+15V直流电压开关拨向“开”。

2）用示波器观察“1”～“5”端及U_{g1}、U_{g2}的波形。调节电位器RP_1，观察锯齿波斜

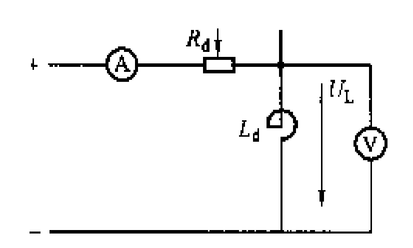
率能否变化；调节 RP_2，观察输出脉冲的移相范围如何变化，移相能否达到 180°。记录上述过程中观察到的各点电压波形。

(2) 单相交流调压器带电阻性负载。将 DK01 面板上的两个晶闸管反并联构成交流调压器，将触发器的输出脉冲端“G1”、“K1”、“G2”和“K2”分别接至主电路相应晶闸管（VT）的门极和阴极。接上电阻性负载，用示波器观察负载电压 u_d、晶闸管两端电压 u_T 的波形。调节电位器 RP_2，观察不同 α 角时各点波形的变化，并记录 α=60°、90°、120°时的波形。

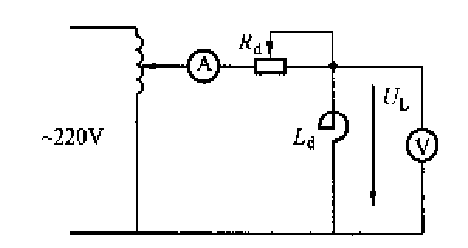
(3) 单相交流调压器接阻感性负载。

1) 在做阻感性负载实验时，需要调节负载阻抗角的大小，因此应该知道电抗器的内阻和电感量。可采用直流伏安法来测量内阻，如实图 6-3 所示。电抗器的内阻为

$$R_L = \frac{U_L}{I}$$



实图 6-3　用直流伏安法来测量电抗内阻



实图 6-4　用交流伏安法测定电感量

2) 电抗器的电感量可采用交流伏安法测量，如实图 6-4 所示。由于电流大时，对电抗器的电感量影响较大，采用自耦调压器调压，多测几次取平均值，从面可得到交流阻抗

$$Z_L = \frac{U_L}{I}$$

电抗器的电感为

$$L_d = \frac{\sqrt{Z_L^2 \quad R_L^2}}{2\pi f}$$

这样，即可求得负载阻抗角

$$\varphi - \arctan\frac{\omega L_L}{R_d + R_L}$$

在实验中，欲改变阻抗角，只需改变电阻器 R_d 的电阻值即可。

断开电源，改接阻感性负载。合上电源，用双踪示波器同时观察负载电压 u_d 和负载电流 i_d 的波形。调节 R_d 的数值，使阻抗角为一定值；观察在不同 α 角时波形的变化情况，记录 $\alpha>\varphi$、$\alpha=\varphi$、$\alpha<\varphi$ 三种情况下负载两端电压 u_d 和流过负载的电流 i_d 的波形。

八、实验报告

(1) 整理、画出实验中记录下的各类波形；

(2) 分析电阻电感负载时，α 角与 φ 角相应关系的变化对调压器工作的影响；

（3）分析实验中出现的各种问题。

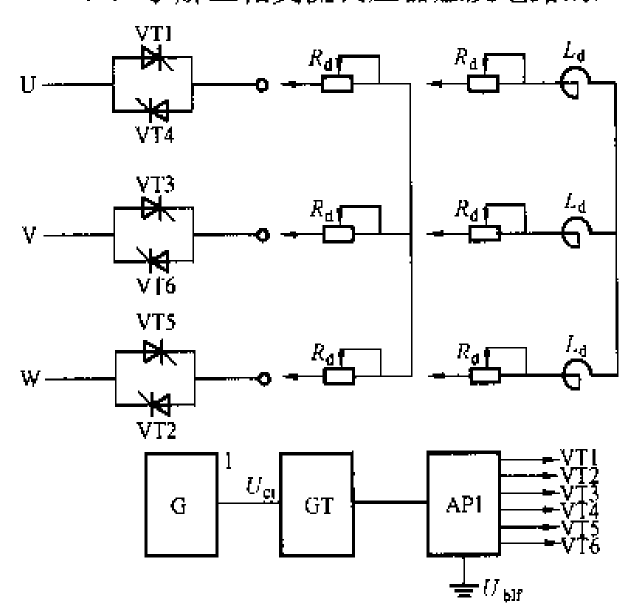
实验七　三相交流调压电路实验

一、实验目的

（1）加深理解三相交流调压电路的工作原理。

（2）了解三相交流调压电路带不同负载时的工作原理。

（3）了解三相交流调压器触发电路的工作原理。



实图 7-1　三相交流调压电路实验原理接线图

二、实验线路及原理

本实验采用的三相交流调压器为三相三线制，没有中线。交流调压器应采用宽脉冲或双窄脉冲进行触发。实验装置中使用后沿固定、前沿可变的宽脉冲列。该实验原理接线如实图 7-1 所示。

三、实验内容

（1）三相交流调压器触发电路的调试；

（2）三相交流调压电路带电阻性负载；

（3）三相交流调压电路带阻感性负载。

四、实验设备

实验设备有：①主控制屏 DK01；②DK12组件挂箱；③双臂滑线电阻；④双踪慢扫描示波器；⑤万用表；⑥平波电抗器。

五、预习要求

（1）阅读电力电子技术教材中有关交流调压器的内容，掌握交流调压器的工作原理；

（2）了解如何使三相可控整流器的触发电路适用于三相交流调压电路。

六、实验方法

（1）主控制屏调试及开关设置。

1）开关设置。调速电源选择开关："交流调速"；触发电路脉冲指示："宽"（该开关在 DK01 内部的电路板上）；Ⅱ桥工作状态指示：任意。

2）参考实验五的主控制屏调试方法，此时在"双脉冲"观察孔见到的应是后沿固定、前沿可调的宽脉冲列。

实表 7-1

α	0°	30°	60°	90°	120°	150°
U 记录值						
输出电压 u 的波形						
输出电流 i 的波形						

（2）三相交流调压器带电阻性负载。使用Ⅰ组晶闸管 VT1～VT6，按实图 7-1 连成三相交流调压器主电路，其触发脉冲已通过内部连线接好，只要将 1 组触发脉冲的 6 个开关拨至"接通"，"U_{blf}"端接地即可。

接上三相交流负载，接通电源，用示波器观察并记录 $\alpha=0°$、30°、60°、90°、120°、150°时的输出电压波形，并记录相应的输出电压有效值 U 于实表 7-1 中。

（3）三相交流调压器接阻感性负载。断开电源，改接阻感性负载。接通电源，调节三相负载的阻抗角，使 $\varphi=60°$，用示波器观察并记录 $\alpha=30°$、60°、90°、120°时的波形，并记录输出电压 u、电流 i 的波形及输出电压有效值 U 于实表 7-2 中。

实表 7-2

α	30°	60°	90°	120°
U 记录值				
输出电压 u 的波形				
输出电流 i 的波形				

七、实验报告

（1）整理并画出实验中记录下的波形，作不同负载时 $u=f(\alpha)$ 的曲线；

（2）讨论并分析实验中出现的各种问题。

实验八　自关断器件及其驱动与保护电路实验

一、实验目的

（1）加深理解各种自关断器件对驱动与保护电路的要求；

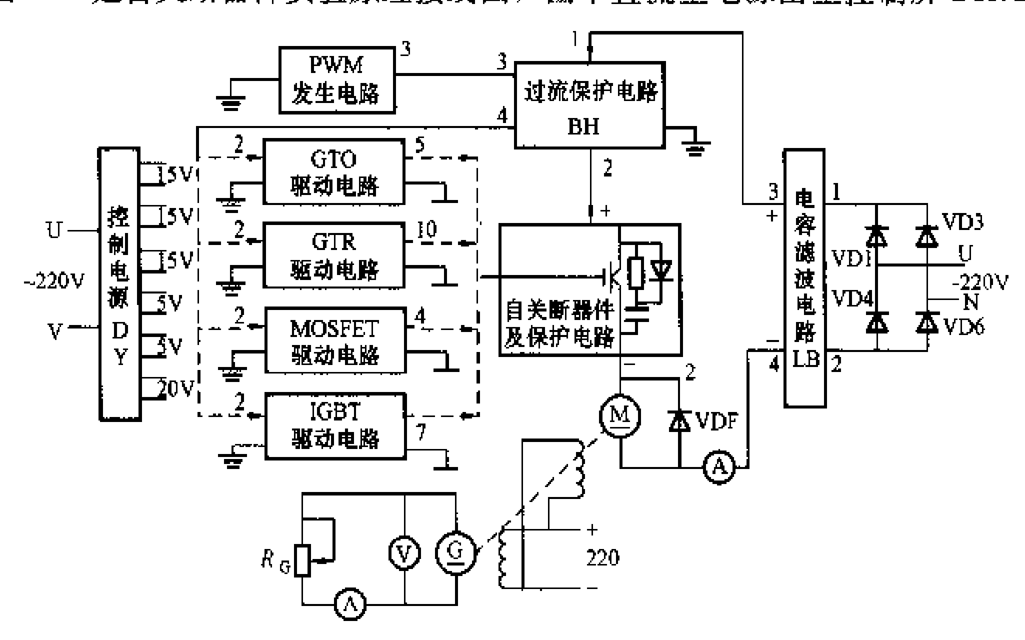
（2）熟悉各种自关断器件的驱动与保护电路的结构和特点；

（3）掌握由自关断器件构成的直流斩波电路原理。

二、实验线路及原理

本实验分别由 GTO、GTR、MOSFET、IGBT 等自关断器件构成直流电动机斩波调速电路，通过控制自关断器件的驱动信号占空比，改变斩波器输出电压脉宽，从而改变直流电动机电枢电压，实现调压调速。通过本实验可对上述自关断器件及其驱动与保护电路有比较深刻的理解。

实图 8-1 是自关断器件实验原理接线图，图中直流主电源由主控制屏 DK01 上的二极



实图 8-1　自关断器件实验原理接线图

管接成单相桥式整流电路，经电容滤波（LB）后得到。实验线路接线时，应从滤波电路的正极性“3”端出发，经过流保护电路（BH）、自关断器件及保护电路、直流电动机电枢回路、直流电流表，回到滤波电路的负极性“4”端，从而构成实验主电路。

接线时应注意以下要求：

(1) 过流保护电路（BH）的主回路电流应保证从“1”端流入，“2”端流出；

(2) PWM发生电路的输出驱动信号必须从过流保护电路（BH）的“3”端输入，“4”端输出至相应自关断器件的驱动电路；

(3) 直流电动机电枢旁必须反向并接快速恢复型续流二极管VDF，连接时应保证二极管的极性正确；

(4) 驱动电路连接根据不同的具体电路进行，由于本实验中需要相互隔离的回路较多，连接时必须注意各种接地的不同，如⏚、⊥及主电路接地（即负极性端）等是不同的，不能随便连接在一起；

(5) 不同自关断器件的驱动电路采用不同的控制电压，接线时应注意选用。

三、实验内容

(1) 自关断器件及其驱动、保护电路的研究（可根据需要选择一种或几种自关断器件）；

(2) 自关断器件构成的直流斩波调速系统实验。

四、实验设备

实验设备有：①主控制屏DK01；②自关断器件组件箱DK16；③直流电动机一直流发电机一测速发电机组；④双臂滑线电阻器；⑤双踪慢扫描示波器；⑥万用表。

五、预习要求

(1) 阅读教材中有关自关断器件的内容，弄清自关断器件对驱动电路和保护电路的要求；

(2) 阅读教材中有关自关断器件的驱动电路和保护电路的内容，搞清其工作原理，熟悉实验线路图。

六、实验方法

将主控制屏电源板上的“调速电源选择开关”拨至“直流调速”。

(1) GTR的驱动与保护电路及斩波调速实验。本装置中GTR的开关频率为1kHz，把方波信号发生器开关S1拨至“1kHz”位置，按实图8-1接好主电路和保护电路。

1) 在主电路中，直流电动机M和直流发电机G均接成并励，励磁电源为DK01面板上的220V直流电源。直流发电机作为直流电动机的负载，调节直流发电机电枢回路负载电阻R_G，即可调节直流电动机的负载，也就是自关断器件的主电路电流。

2) 驱动与保护电路接线时，首先要注意控制电源及接地的正确性，对于GTR器件，采用5V电源双极性驱动。接线时，应将两组5V电源串联，使驱动电路输入端“1”端接+5V，“2”端接−5V，接地端“13”端接±5V电源串联的中点。将PWM信号发生电路的“3”端和“2”端分别接至保护电路的“2”端和“3”端。连线时，要注意各功能块的完整性和相互间连接顺序的正确性。

3) 实验时应先检查驱动电路的工作情况。在未接通主电路的条件下，必须使驱动电源的“13”端与GTR发射极“15”端良好连接。将开关S1、S2拨至“ON”位置，驱动电路

通电，此时应能在GTR基极“9”和“13”端间观察到驱动触发脉冲，调节PWM发生电路上的多圈电位器RP_1，即可观察到脉冲占空比可调。

4）在驱动电路正常工作后，合上直流电机励磁电源开关，调节PWM发生电路中的RP_1，使占空比变小；合上主电路电源开关，使直流电动机低速启动和调速；合上直流发电机的负载开关，使直流电动机带负载运行。调节占空比，用示波器观察、记录不同占空比时基极驱动电压（“9”和“15”端间）、驱动电流（“12”和“10”端间）、GTR管压降（“14”和“15”端间）的波形。

5）测定并记录空载及额定负载条件下，不同占空比D时的直流电动机电枢电压平均值U_a、电动机转速n于实表8-1中。

实表8-1

D						
U_a						
n						

（2）GTO的驱动与保护电路及斩波调速实验。

本实验中，GTO的开关频率也为1kHz，方波发生器开关S1应拨至“1kHz”位置。按实图8-1接好主电路和驱动、保护电路。其实验方法基本上与GTR的驱动与保护电路及斩波调速实验一致。

（3）MOSFET驱动与保护电路及斩波调速实验。

本实验中MOSFET的开关频率为10kHz，故应将开关频率拨至“10kHz”位置。按实图8-1接好主电路和驱动、保护电路。其实验方法基本上与GTR的驱动与保护电路及斩波调速实验一致。

（4）IGBT的驱动与保护电路及斩波调速实验。本实验中IGBT的开关频率为10kHz，故应将开关频率拨至“10kHz”位置。按实图8-1接好主电路和驱动、保护电路。其实验方法基本上与GTR的驱动与保护电路及斩波调速实验一致。

七、实验报告

（1）整理并画出不同自关断器件的基极驱动电压、驱动电流、元件管压降的波形。

（2）讨论并分析实验中出现的有关问题。

八、注意事项

（1）实验时应详细分析电路结构，充分注意控制电压的大小、接线及各种接线端点的编号，以防止接线出错而损坏器件。

（2）注意直流电动机两端续流二极管的极性不能接反。

（3）关机时，主电源关掉后再调PWM上电位器使电动机停转（即放电）。

电力电子课程设计指导书

一、课程设计大纲

适用专业：电气自动化、电气工程及其自动化。

总学时：1～1.5周。

1. 课程设计的目的

课程设计是本课程教学中极为重要的实践性教学环节，它不但起着提高课程教学质量、检验学生对课程内容掌握程度的作用，而且还起到从理论过渡到实践的桥梁作用。因此，必须认真组织、周密布置、积极实施，以期达到下述教学目的：

(1) 通过课程设计，使学生进一步巩固、深化电力电子技术及相关课程方面的基本知识、基本理论和基本技能，达到培养学生独立思考、分析和解决实际问题的能力。

(2) 通过课程设计，让学生独立完成一种变流装置课题的基本设计工作，达到培养学生综合应用所学知识和实际查阅相关设计资料能力的目的。

(3) 通过课程设计，使学生熟悉设计过程，了解设计步骤，掌握设计内容，达到培养学生工程绘图和编写设计说明书能力的目的，为学生今后从事相关方面的实际工作打下良好基础。

2. 课程设计的要求

(1) 根据设计课题的技术指标和给定条件，在教师指导下，能够独立而正确地进行方案论证和设计计算，要求概念清楚、方案合理、方法正确、步骤完整。

(2) 要求掌握电力电子技术的设计内容、方法和步骤。

(3) 要求学会查阅有关参考资料和手册等。

(4) 要求学会选择有关元件和参数。

(5) 要求学会绘制有关电气系统图和编制元件明细表。

(6) 要求学会编写设计说明书。

(7) 要求对所设计的变流装置进行实验（仿真或实物实验）。

3. 课程设计的程序和内容

(1) 学生分组、布置题目。首先将学生按学习成绩、工作能力和平时表现分成若干小组，每小组成员按优、中、差合理搭配，然后下达课程设计任务书，原则上每小组一个题目。

(2) 熟悉题目、收集资料。设计开始，每个学生应按教师下达的具体题目，充分了解技术要求，明确设计任务，收集相关资料，包括参考书、手册和图表等，为设计工作做好准备。

(3) 总体设计。正确选定变流装置的系统方案，认真画出系统总体结构框图。

(4) 主电路设计。按选定的系统方案，确定主电路结构，画出主电路及相关保护、操作电路原理草图，并完成主电路的元件计算和选择任务。

(5) 触发电路设计。根据主电路的形式特点，选择适当的触发电路。

(6) 进行仿真实验验证。

(7) 校核整个系统设计，编制元件明细表。

(8) 绘制正规系统原理图，整理编写课程设计说明书。

4. 课程设计说明书的内容

(1) 题目及技术要求；

(2) 系统方案和总体结构；

(3) 系统工作原理简介；

(4) 具体设计说明：包括主电路和触发电路等；

(5) 设计评述；

(6) 元件明细表；

(7) 变流装置的仿真实验模型和结果分析；

(8) 变流装置的系统原理图：A3 图纸一张或计算机绘制的图纸。

5. 课程设计的成绩考核

教师通过课程设计答辩、审阅课程设计说明书和学生课程设计的平时表现，评定每个学生的课程设计成绩，一般可分为优秀、良好、中等、及格和不及格五等，也可采用百分制相应记分。

二、课程设计任务书

为了便于教师组织课程设计，下面给出一个电力电了技术课程设计参考课题，各校也可根据实际情况自行选题。

(一) 设计题目和设计要求

(1) 题目名称：晶闸管三相桥式全控整流电路在直流调速系统中的应用设计。

(2) 技术数据：

电动机的技术数据（为了方便分组，可给出不同型号的系列电动机的技术数据，保证各组学生给定的设计数据不一致）：

电机型号	P_n(kW)	U_n(V)	I_n(A)	n_n(r/min)	R_a(Ω)	GD_a^2(N·m²)	P极对数
Z2—52	6	230	26.1	1450	1.1	3.92	1

1) 电枢回路总电阻取 $R=2R_a$；总飞轮力矩 $GD^2=2.5GD_a^2$。

2) 要求系统具有过流、过压、过载和缺相保护。

3) 要求触发脉冲有故障封锁能力。

4) 要求对拖动系统设置给定积分器。

(二) 设计的内容

(1) 变流装置主电路的方案论证和选择说明。

(2) 变流装置的原理说明。

(3) 主电路的设计、计算。

1) 整流变压器计算。二次侧电压计算；一、二次侧电流的计算；容量的计算。

2) 晶闸管元件的选择。晶闸管的额定电压、电流计算。

3) 晶闸管保护环节的计算。

① 交流侧过电压保护；

② 阻容保护、压敏电阻保护计算；

③ 直流侧过电压保护；

④ 晶闸管及整流二极管两端的过电压保护；

⑤ 过电流保护；

交流侧快速熔断器的选择；与元件串联的快速熔断器的选择；直流侧快速熔断器的选择。

4）主电路电抗器的计算。

（4）触发电路的选择与校验。触发电路的种类较多，可直接选用，触发电路中元件参数可参照有关电路进行选用，一般不用重新计算。最后只需要根据主电路选用的晶闸管对脉冲输出级进行校验，只要输出脉冲功率能满足要求即可。

（5）对所设计的变流装置进行综合评价。

（6）MATLAB仿真实验。对所设计的系统进行计算机仿真实验，既可用面向传递函数的MATLAB仿真方法，也可用面向电气系统原理结构图的仿真方法。建立变流装置的仿真模型，给出仿真结果并进行分析。

（三）设计提交的成果材料

（1）设计说明书一份，与任务书一并装订成册；

（2）电力电子变流装置电气原理总图一份（3号图纸或计算机绘制的图纸）及其元件明细表；

（3）仿真模型和仿真结果清单。

附录 MATLAB/Simulink/Power System 仿真基础

本附录要点

• Simulink 和 Power System 工具箱的模块资源、Simulink 和 Power System 模型窗口和菜单的构成、模块和系统模型的基本操作方法和系统的仿真技术。

• 图形化的建模和仿真方法。

Simulink 工具箱的功能是在 MATLAB 环境下，把一系列模块连接起来，构成复杂的系统模型；电力系统仿真工具箱（Power System）是在 Simulink 环境下使用的仿真工具箱，其功能非常强大，可用于电路、电力电子、电机系统、电力传输等领域的仿真，它提供了一种类似电路搭建的方法用于系统的建模。

以 MATLAB6.5 版本为基础，首先概述 Simulink 和 Power System 工具箱所包含的模块资源和 Simulink/Power System 的模型窗口；其次介绍 Simulink/Power System 模块的基本操作、搭建 Simulink/Power System 系统模型的方法，及系统的仿真技术（软件中仍然用 A、B、C 表示三相 U、V、W）。

附 1.1 Simulink 工具箱简介

在 MATLAB 命令窗口中键入【Simulink】命令，或单击 MATLAB 工具栏中的 Simulink 图标，则可打开 Simulink 工具箱窗口，如附图 1-1 所示。

在附图 1-1 所示的界面左侧可以看到，整个 Simulink 工具箱是由若干个模块组构成。可以看出，在标准的 Simulink 工具箱中，包含 Continuous、Discontinuities、Discrete、Look-Up Tables、Math Operations、Model Verification、Model-Wide Utilities、Ports & Subsystems、Signal Attributes、Signal Routing、Sinks、Sources 和 Use-Defined Functions 等模块组。现将第七章仿真要使用的模块组和模块作一简述。

第七章常使用的模块组有 Continuous、Math Operations、Discontinuities、Signal Routing、Sinks、Sources 等。

1. Continuous 模块组及其图标

该模块组包括的主要模块及其图标如附图 1-2 所示，共有 7 个标准基本模块。基本模块的用途和使用方法可查阅相关资料。

2. Math Operations 模块组及其图标

该模块组及其图标如附图 1-3 所示，它共有 25 个标准基本模块。

3. Discontinuities 模块组及其图标

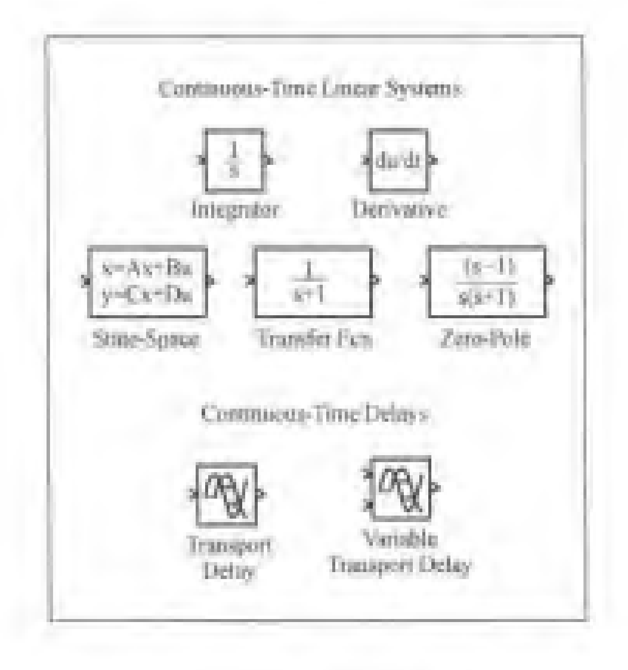
Discontinuities 模块组及其图标如附图 1-4 所示，它包括 8 个标准基本模块。

4. Signal Routing 模块组及其图标

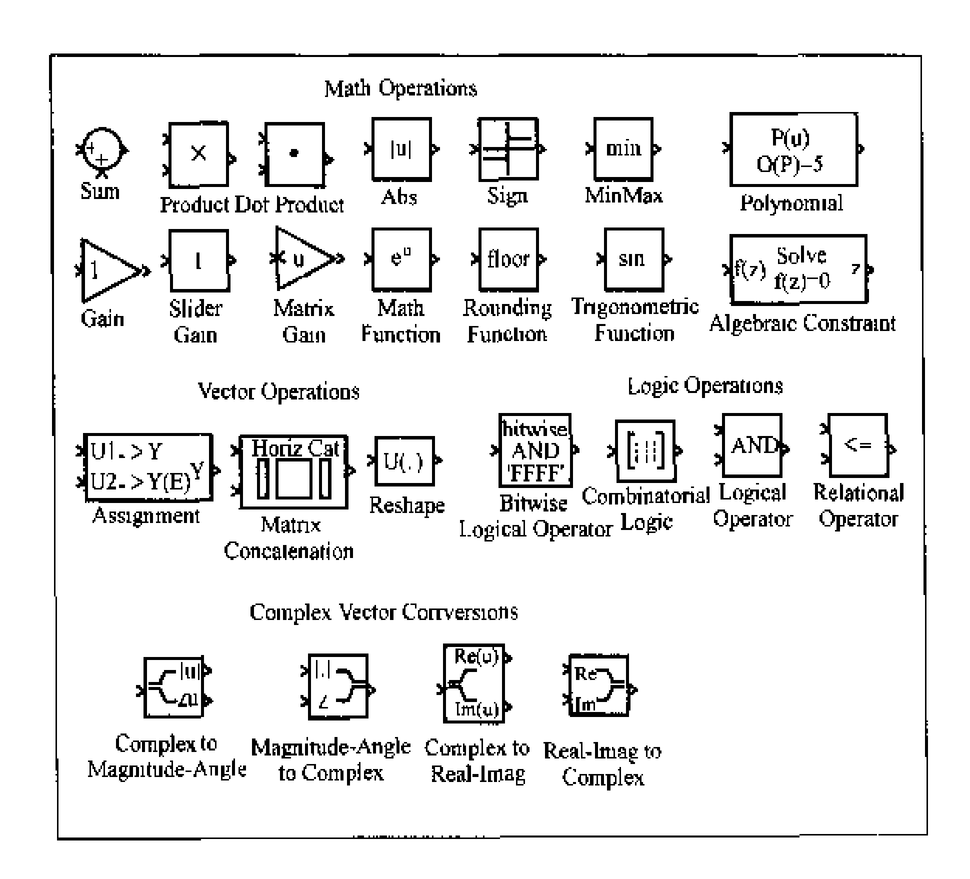
Signal Routing 模块组及其图标如附图 1-5 所示，该模块组包含 15 个标准基本模块。



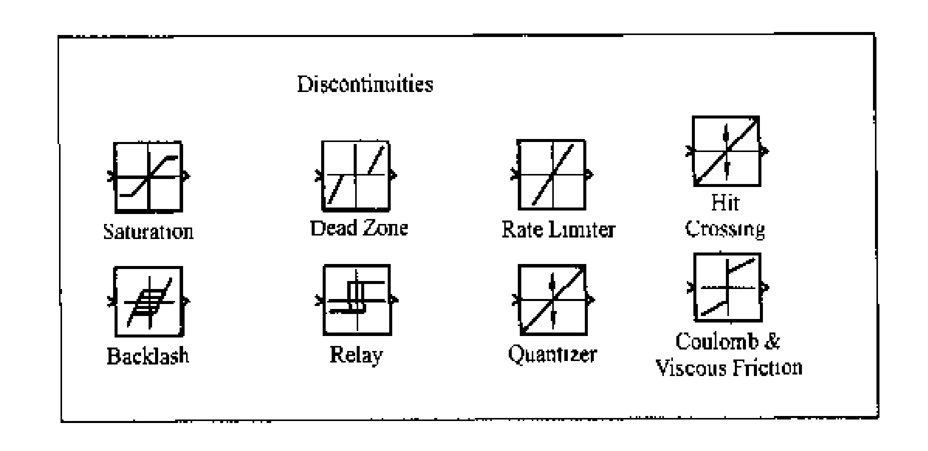
附图 1-1 Simulink 模型库界面



附图 1-2 Continuous 模块组



附图 1-3 Math Operations 模块组



附图 1-4 Discontinuities 模块组

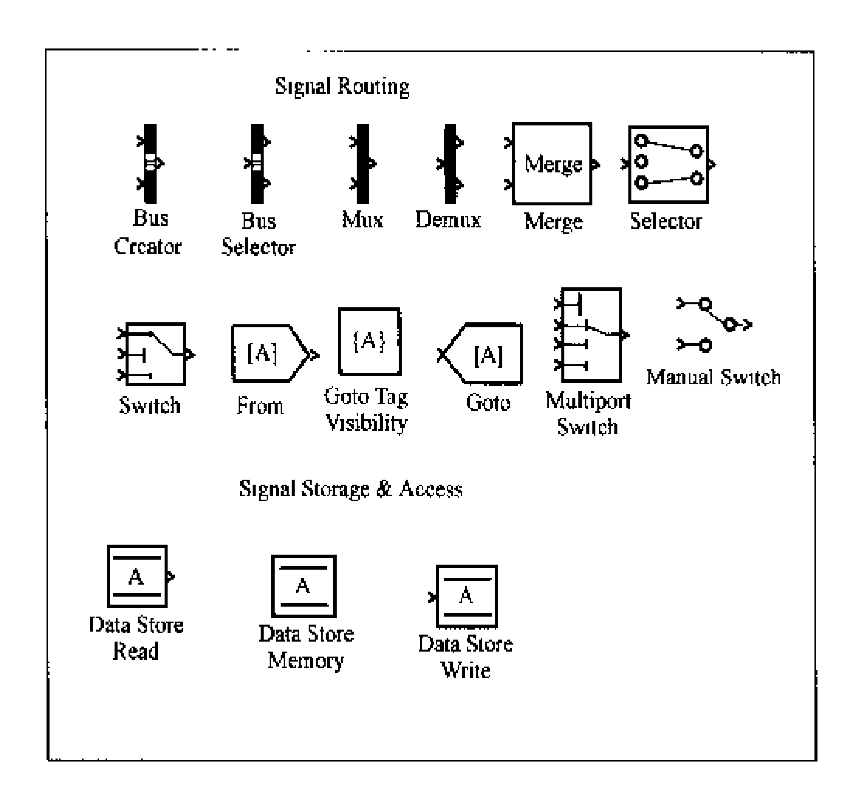
5. Sinks 模块组及其图标

Sinks 模块组及其图标如附图 1-6 所示。它有 6 个标准基本模块。

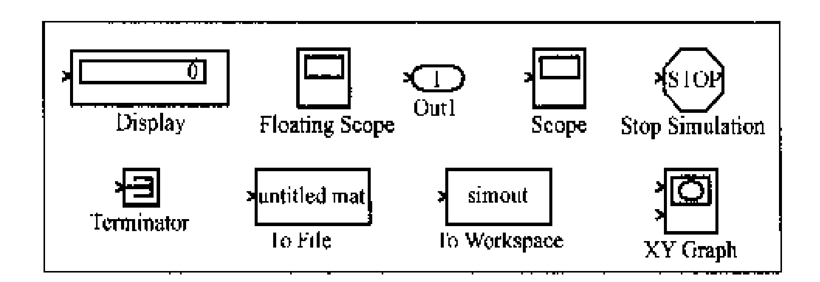
6. Sources 模块组及其图标

Sources 模块组及其图标如附图 1-7 所示。该模块组有 18 个标准基本模块。

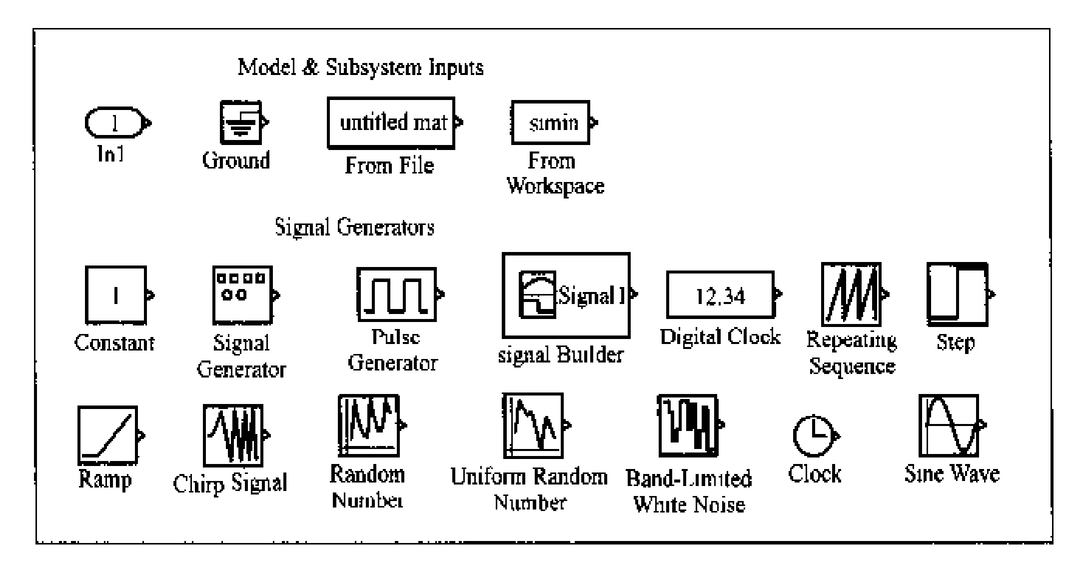
熟悉这些模块组所包含的模块及在工具箱中的位置，将有助于建模时迅速查找到这些模块。



附图 1 - 5 Signal Routing 模块组



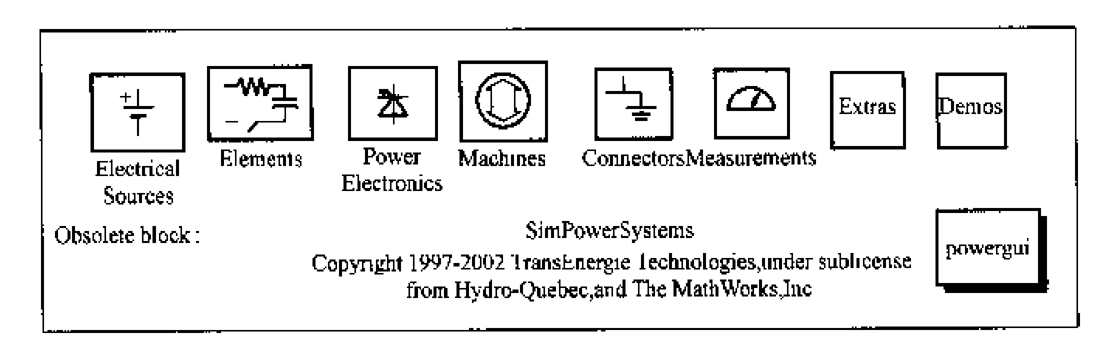
附图 1 - 6 Sinks 模块组



附图 1 - 7 Sources 模块组

附 1.2 Power System 工具箱简介

在 MATLAB 命令窗口中键入【powerlib】命令，则将得到如附图 1-8 所示的工具箱。当然，电力系统工具箱还可以从 Simulink 模块浏览窗口中直接启动。

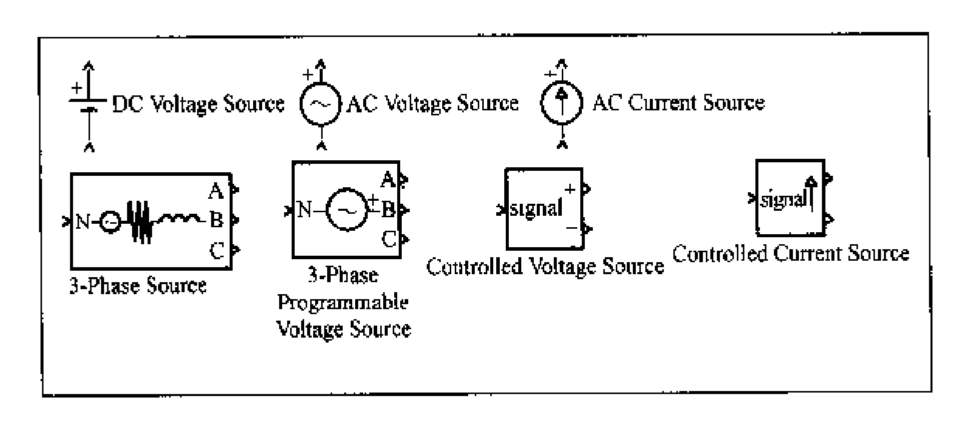


附图 1-8 电力系统工具箱界面

在该工具箱中有很多模块组，主要有电源（Electrical sources）、元件（Elements）、电力电子（Power Electronics）、电机系统（Machines）、连接器（Connectors）、测量（Measurements）、附加（Extras）、演示（Demos）等模块组。双击每一个图标都可打开一个模块组。除电机系统和演示模块组外，其他模块组本教材均要使用。下面简要介绍要使用的各模块组的内容。

1. 电源（Electrical sources）模块组

电源模块组包括：直流电压源、交流电压源、交流电流源、三相电源、三相可编程电压源、受控电压源和受控电流源等基本模块。电源模块组中各基本模块及其图标如附图 1-9 所示。



附图 1-9 电源模块组

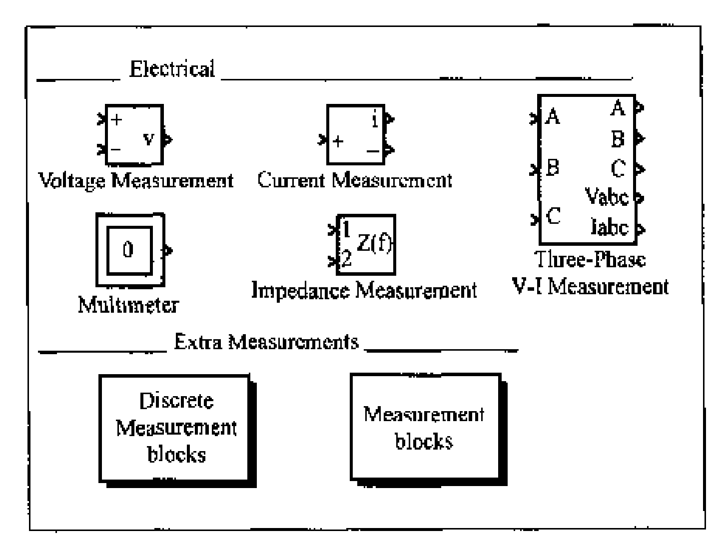
2. 测量（Measurements）模块组

测量模块组包括：电压表、电流表、三相电压一电流表、多用表、阻抗表和各种附加的子模块组等基本模块。测量模块组中各基本模块及其图标如附图 1-10 所示。

3. 元件（Elements）模块组

元件模块组包括各种电阻、电容和电感元件，各种变压器元件。遗憾的是元件模块组中不包含单个的电阻、电容和电感元件，单个的电阻、电容和电感元件只能通过串联或并

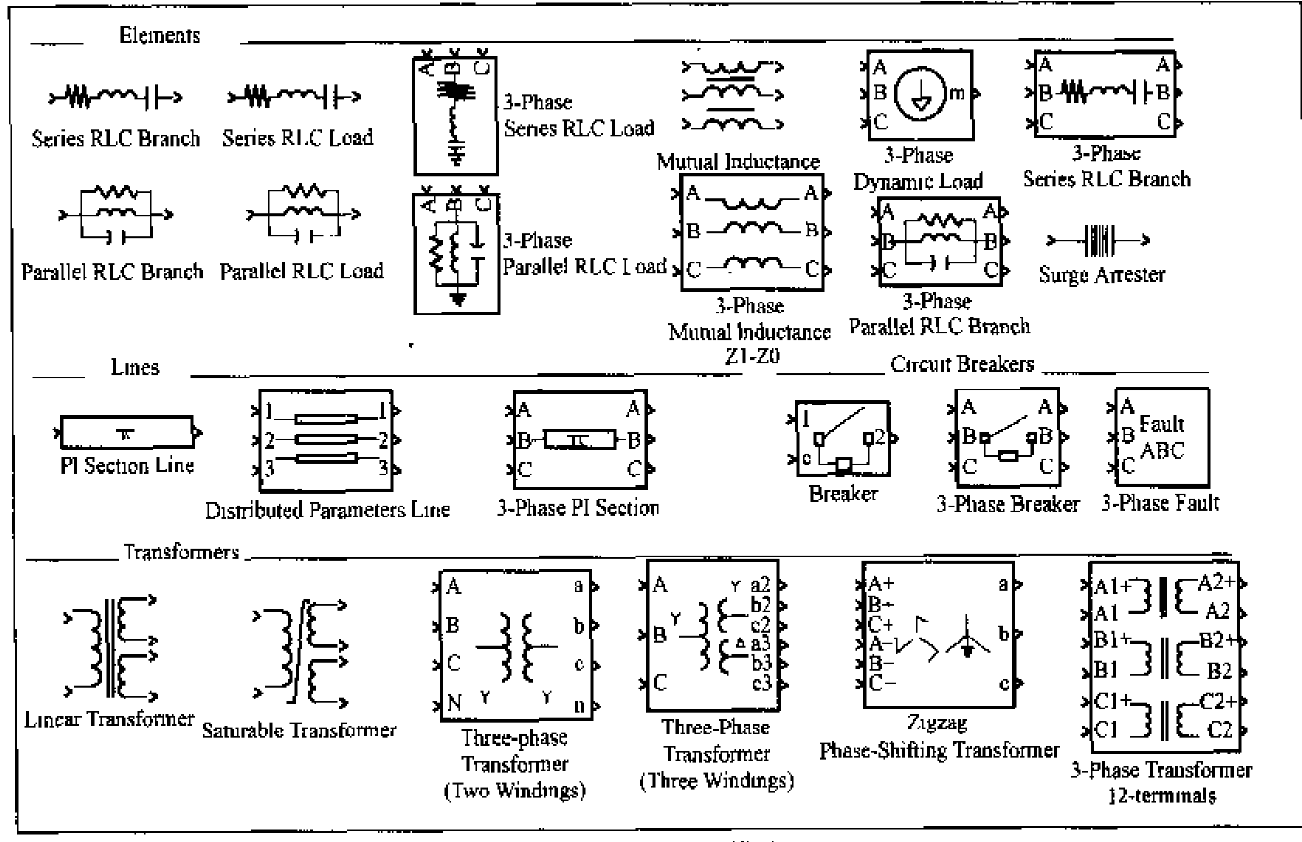
联的 *RLC* 分支以及它们的负载形式来定义。单个元件的参数设置在串联或并联分支中是不同的，具体设置见附表 1-1。元件模块组中各基本模块及其图标如附图 1-11 所示。



附图 1-10　测量模块组

附表 1-1　　单个电阻、电容、电感元件的参数设置表

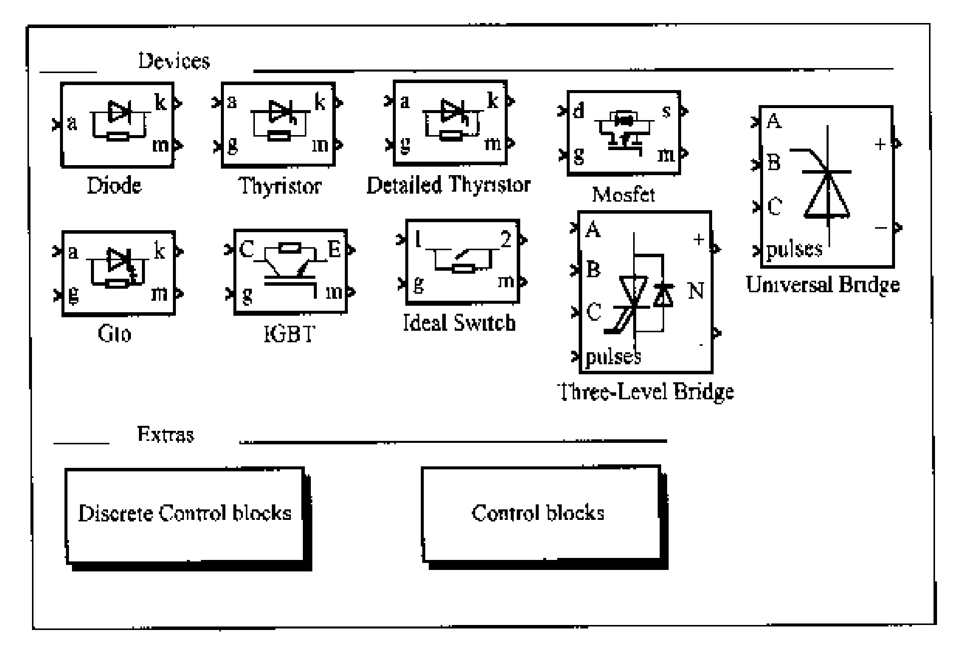
元件	串联 *RLC* 分支			并联 *RLC* 分支		
类型	电阻数值	电感数值	电容数值	电阻数值	电感数值	电容数值
单个电阻	R	0	inf	R	inf	0
单个电感	0	L	inf	inf	L	0
单个电容	0	0	C	inf	inf	C



附图 1-11　元件模块组

4. 电力电子（Power Electronics）模块组

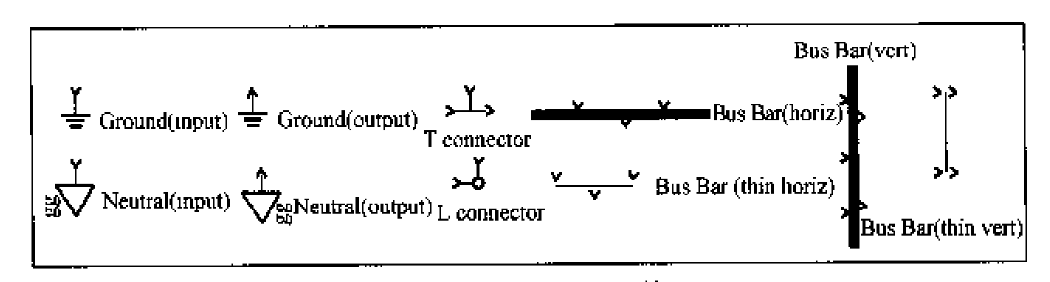
电力电子模块组包括二极管（Diode）、晶闸管（Thyristor）、MOS 场效应管（MOSFET）、可关断晶闸管（GTO）、绝缘门极晶体管（IGBT）、理想开关、三电平变流器桥等模块，此外还有 2 个附加的控制模块组和一个通用变流器桥。电力电子模块组中各基本模块及其图标如附图 1-12 所示。



附图 1-12　电力电子模块组

5. 连接器（Connectors）模块组

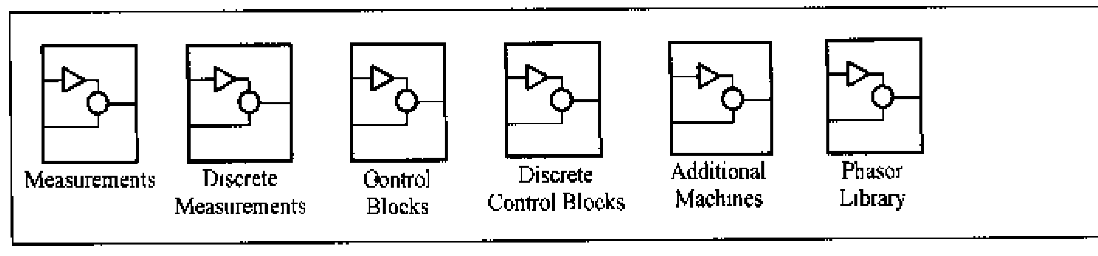
连接器模块组包括 10 个常用的连接器模块。连接器模块组中各基本模块及其图标如附图 1-13 所示。



附图 1-13　连接器模块组

6. 附加（Extras）模块组

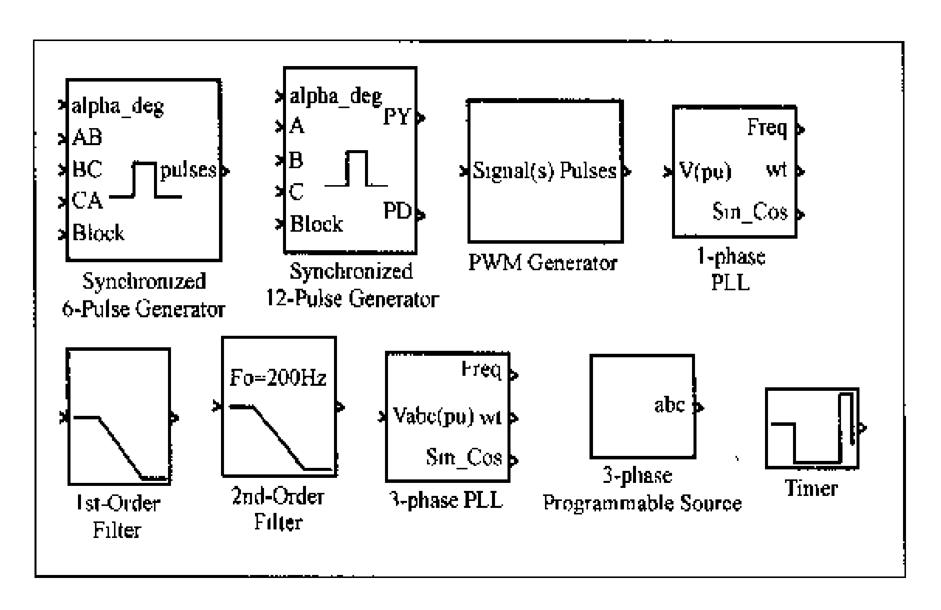
附加（Extras）模块组则包括了上述各模块组中的各个附加（Extras）子模块组。附加（Extras）模块组中各基本模块及其图标如附图 1-14 所示。



附图 1-14　附加（Extras）模块组

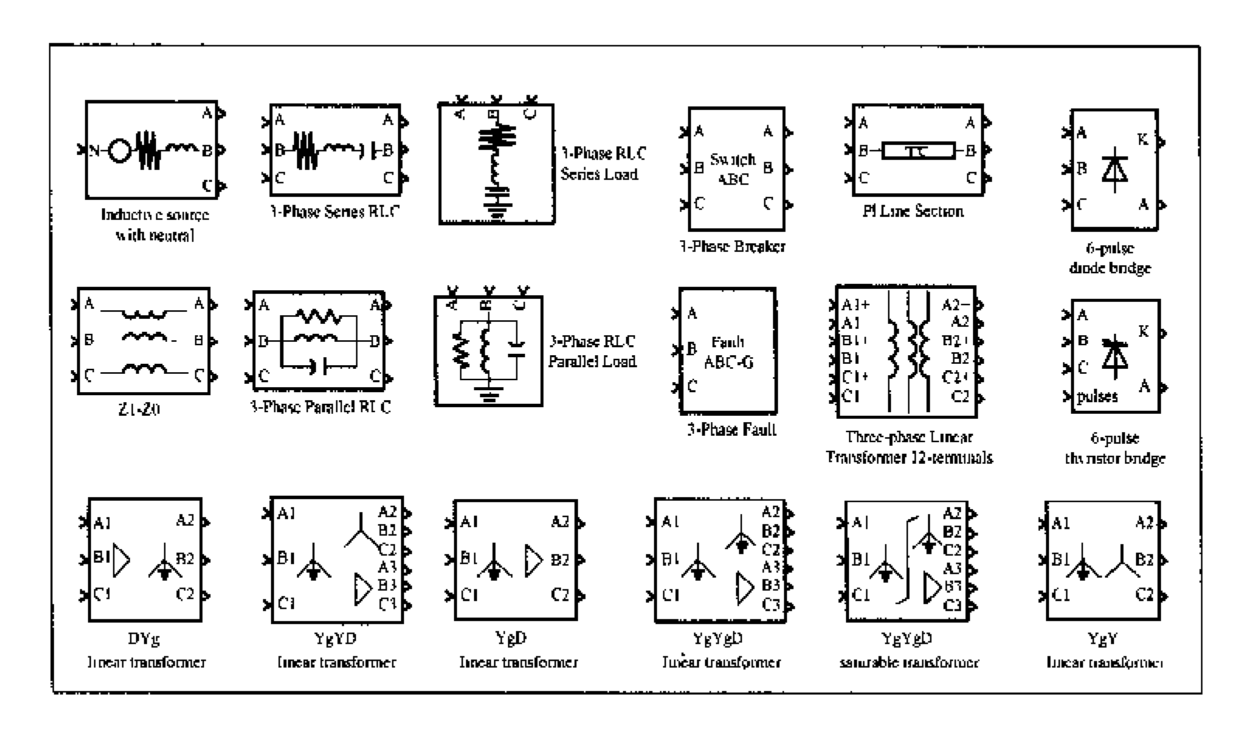
附加模块组主要有Measurements子模块组、Discrete Measurements子模块组、Control Blocks子模块组、Discrete Control Blocks子模块组、Additional Machines子模块组、Phasor Library子模块组、Three-Phase Library子模块组。而每个附加（Extras）子模块组又包括了多个模块。下面介绍几个常用的附加（Extras）子模块组所包括的子模块图标。

附图1-15是Control Blocks子模块组所包含的模块图标。



附图1-15 Control Blocks子模块组

附图1-16是Three-Phase Library子模块组所包含的模块图标。



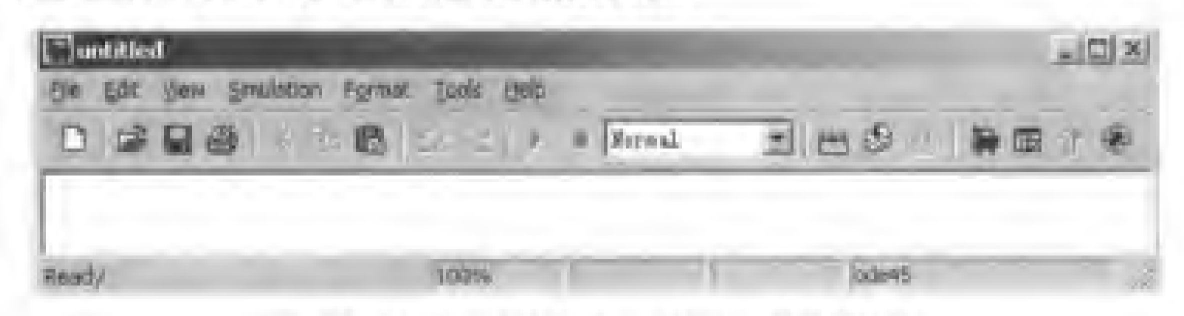
附图1-16 Three-Phase Library子模块组

以上，我们简要介绍了MATLAB的Simulink和Power System工具箱所包含的典型模块内容，熟悉这些模块在工具箱中的位置将有助于系统的建模。

附 1.3 Simulink/Power System 的模型窗口

当按下【File】文件菜单中的【New】按钮时，就弹出无标题名称的"Untitled"新建模型窗口（附图 1-17）。当建立的模型文件命名后，标题"Untitled"改变为文件的名称。MATLAB 规定模型文件（动态结构图模型的文件）扩展名（称为后缀）为".mdl"。文件命名时不需要写入扩展名，MATLAB 会自动添加上去。

Simulink 和 Power System 的模型窗口是相同的。



附图 1-17 Simulink 和 Power System 的模型窗口

窗口的第二行是模型窗口的主菜单，第三行是工具栏，最下方是状态栏。在工具栏与状态栏之间的窗口（此处作了缩小）是建立模型（画图）、修改模型及仿真的操作平台。Power System/Simulink 模型窗口主菜单与工具栏是 Power System/Simulink 仿真操作的重要内容。

1. 模型窗口的菜单

Power System/Simulink 模型窗口的条形主菜单有【File】（文件）、【Edit】（编辑）、【View】（查看）、【Simulation】（仿真）、【Format】（格式设定）、【Tools】（工具）与【Help】（帮助）等七项菜单选项。

七项主菜单项都有其下拉菜单，每个菜单项为一个命令，只要用鼠标选中，即可执行菜单项命令所规定的操作，以下是各个菜单项命令的等效快捷键（如果有的话）及功能。

（1）【File】文件菜单。

菜单项	快捷键	功能
New	Ctrl+N	创建新的模型或模块库
Open…	Ctrl+O	打开模型
Close	Ctrl+W	关闭模型
Save	Ctrl+S	保存当前的模型文件（路径、子目录、文件名都不变）
Save as…		将模型文件另外保存（改变路径、子目录、文件名）
Sources control		源项控制
Model properties		模型属性
Preferences…		仿真属性
Print…	Ctrl+P	打印模型
Print setup…		打印机设置

Exit MATLAB	Ctrl+Q	退出 MATLAB

(2)【Edit】编辑菜单。

Undo Add	Ctrl+Z	撤消前次操作
Can't redo	Ctrl+Y	恢复前次操作
Cut	Ctrl+X	剪切当前选定的内容，并放在剪贴板上
Copy	Ctrl+C	将当前选定的内容拷贝到粘贴板
Paste	Ctrl+V	将粘贴板上的内容粘贴到当前光标所在位置
Clear	Delete	清除选定内容
Select all	Ctrl+A	选择整个窗口
Copy model to clipboard		将模型拷贝到剪贴板上
Create subsystem	Ctrl+G	创建子系统
Mask subsystem	Ctrl+M	封装子系统模块
Look under mask	Ctrl+U	查看封装模块的内部结构
Link options		连接选项
Update diagram	Ctrl+D	更新模型框图的外观

(3)【View】查看菜单。

Go to parent	进入母模型系统
Toolbar	显示或隐藏工具栏
Status bar	显示或隐藏状态栏
Model browser options	模型浏览器
Block data tips options	当鼠标位于模块上方时显示模块内部数据
Zoom in	放大模型显示比例
Zoom out	缩小模型显示比例
Fit system to view	自动选择最合适的显示比例
Normal (100%)	以正常工作比例（100%）显示模型

(4)【Simulation】仿真菜单。

start	Ctrl+T	启动或暂停仿真
stop		停止仿真
Simulation parameters..	Ctrl+E	设置仿真参数
Normal		常规标准仿真
Accelerator		加速仿真

(5)【Format】仿真格式设定。

Font...	字体选择
Text alignment	文字对齐方式
Flip name	模块标题名称上下换位
Hide name	显示/隐藏模块名

Flip block	Ctrl+I	将功能模块图旋转 180°
Rotate block	Ctrl+R	将功能模块图顺时针旋转 90°
Show drop Shadow		显示或隐藏模块的阴影
Show port labels		显示或隐藏子系统输入输出字符与空框或有示意图框
Foreground color		设置前景颜色
Background color		设置背景颜色
Screen color		设置屏幕颜色
Library link display		库的连接显示
Sample time colors		给不同采样时间序列填加颜色
Wide nonscalar lines		用宽信号线表示向量信号
Signal dimensions		设置向量信号的宽度
Port data types		标明端口数据的类型

和早期的 MATLAM 版本相比较，MATLAM6.5 新增加了 Print details、Find、Library Browser、Remove highlighting、Mechanical environment、External、Enable Tex commands、Storage Class、Execution order 等菜单项。有兴趣的读者可通过上机操作熟悉这些菜单项的使用。

(6)【Tools】工具菜单和【Help】帮助菜单。

由于"工具菜单"应用较少、"帮助菜单"容易看懂，故此处不作具体介绍。

2. 模型窗口工具栏

模型窗口中主菜单下面是工具栏（附图 1 17），工具栏有 15 个按钮，用来执行最常用的 15 个功能，归纳起来可分为 5 类。

附图 1-17 所示的 Simulink 模型窗口工具栏自左到右的 15 个按钮，其功能分述如下：

(1) 文件管理类 包括 4 个按钮。

第 1 个按钮：单击该按钮将创建一个新模型文件，相当于在主菜单【File】中执行【New】命令；

第 2 个按钮：单击该按钮将打开一个已存在的模型文件，相当于在主菜单【File】中执行【Open】命令；

第 3 个按钮：单击该按钮将保存模型文件，相当于在主菜单【File】中执行【Save】命令；

第 4 个按钮：单击该按钮将打印模型文件，相当于在主菜单【File】中执行【Print】命令。

(2) 对象管理类 包括 3 个按钮。

第 5 个按钮：单击该按钮，将选中的模型文件剪切到粘贴板上，相当于在主菜单【Edit】中执行【Cut】命令；

第 6 个按钮：单击该按钮，将选中的模型文件复制到粘贴板上，相当于在主菜单【Edit】中执行【Copy】命令；

第 7 个按钮：单击该按钮，将粘贴板上的内容粘贴到模型窗口的指定位置，相当于在

主菜单【Edit】中执行【Paste】命令。

(3) 命令管理类 包括2个按钮。

第8个按钮：单击该按钮将撤消前次操作，相当于在主菜单【Edit】中执行【Undo Delete】命令；

第9个按钮：单击该按钮将重复前次操作，相当于在主菜单【Edit】中执行【Redo Delete】命令。

(4) 仿真控制类 包括2个按钮。

第10个按钮：单击该按钮将开始或暂停仿真，相当于在主菜单【Simulation】中执行【Start/Pause】命令；

第11个按钮：单击该按钮将停止仿真，相当于在主菜单项【Simulation】中执行【Stop】命令。

(5) 窗口切换类 包括4个按钮。

第12个按钮：单击该按钮将打开Simulink库浏览器，相当于在主菜单项【View】中执行【Show Library Browser】命令；

第13～15个按钮：此3个按钮用来切换到触发模型浏览器、浏览母模型窗口及调试窗口。

以上是MATLAB6.1版本的主要按钮功能，MATLAB6.5在此基础上又增加了部分按钮，使其功能更加完善。

附1.4 Simulink/Power System模块的基本操作

Simulink和Power System模块的基本操作是相同的。下面的操作方法对Simulink和Power System模块的操作均适用。

1. 模块的选定、拷贝、移动与删除等

(1) 模块选定（选中）。模块选定（即选中）是许多其他操作（如删除、剪切、拷贝）的“前导性”操作。选中模块的方法有两种：

1) 用鼠标左键单击待选模块，当模块四个角处出现小黑块时，表示模块被选中。

2) 如果要选择一组模块，可以按住鼠标左键拉出一个矩形虚线框，将所有要选的模块框在其中，然后松开鼠标左键，当矩形里所有模块的四个角处都出现小黑块时，表示所有模块被同时选中。

关于模块的选取还有两点需说明：

1) 如果在被选中模块的图标上再次单击左键，模块四个角处的小黑块将会消失，表示取消了对该模块的选取。

2) 如果想选取多个模块，但是用拖曳方框的方式又会选取到我们不想要的模块，此时可以按住【shift】键，再按住鼠标左键来拖拽一个矩形虚线框，要一个就框一个，这样一个一个地选取。

(2) 模块的拷贝（复制）。模块的拷贝包括从模块组中将标准模块拷贝到模型窗口

"untitled" 里；以及在 "untitled" 模型窗口里将模块再拷贝。

从模块组中拷贝模块的操作方法是：在模块组中将鼠标箭头指向待选模块，用鼠标左键单击之，当待选模块四个角处出现小黑块时，表示已经被选中，按住鼠标左键不放，将所选模块拖拽到 "untitled" 模型窗口里的目标位置，松开鼠标左键，则在 "untitled" 模型窗口里的某个位置上就有一个与待选模块完全相同的模块图标，这样就完成了从模块组中拷贝模块的操作。

在 "untitled" 模型窗口里拷贝模块的方法有两种。

1）一种方法是首先选中待拷贝模块，运行【Edit】菜单中【Copy】命令；然后将光标移到将粘贴的地方，按一下鼠标左键；看到选定的模块恢复原状，在选定的位置上再运行【Edit】菜单中的【Paste】命令即可。新复制的模块和原装模块的名称也会自动编号，以资区别。

2）另一种简单的复制操作是先按下【Ctrl】键不放，然后将鼠标移到需复制的模块上，注意看鼠标指针，如果多了一个小小的"加号"，就表示可以复制了。把鼠标拖拽到目的位置后，松开鼠标左键，这样就完成了复制工作。

（3）模块的移动。模块移动操作非常简单，将光标置于待移动模块图标上，然后按住鼠标左键不放，将模块图标拖拽到目的地放开鼠标左键，模块移动即告完成。注意：模块移动时，它与其他模块的连线也随之移动。

（4）模块的删除和粘贴。对选中模块的删除和粘贴可以按下列方法操作：

1）按【Delete】键，把选定模块删除。

2）选择【Edit】菜单中的【Cut】命令后，便将选定的模块移到粘贴板上，再用【Paste】命令重新粘贴。

（5）改变模块对象的大小。用鼠标选择对象模块图标，再将鼠标移到模块对象四周的控制小块处，鼠标指针将会变成双箭头的"↖"或"↗"或"↙"或"↘"形状，此时按住鼠标左键不放，拖曳鼠标，待对象图标大小符合要求时放开鼠标左键，这样就可改变模块对象图标的大小了。

（6）改变模块对象的方向。一个标准功能模块就是一个控制环节。在绘制控制系统模型方框图即连接模块时，要特别注意模块的输入、输出口与模块间的信号流向。在 Simulink/Power System 中，总是由模块的输入端口接受信号，其端口位于模块左侧；输出端口发送（出）信号，其端口位于模块右侧。但是在绘制反馈通道时则会有相反的要求，即输入端口在模块右侧，输出端口在模块左侧。这时可按以下操作步骤来实现：用鼠标选中模块对象，利用 "untitled" 的主菜单项【Format】下拉菜单的【Flip Block】或者【Rotate Block】命令，如果选择【Flip Block】或者直接按【Ctrl＋I】键，即可将功能模块旋转 180°；如果选择【Rotate Block】或者直接按【Ctrl＋R】键，即可将功能模块顺时针旋转 90°。

2. 模块的连接

当把组成一个控制系统所需的环节模块都拷贝到 "untitled" 模型窗口后，如果不用信号线将这些模块图标连接起来，则它并不描述一个控制系统。当用信号线将各个模块图标

连接成一个控制系统后，即得到所谓的系统模型。要说明模块的连接还得首先介绍信号线的使用。

(1) 信号线的使用。信号线的作用是连接功能模块。在“untitled”模型窗口里，拖动鼠标箭头，可以在模块的输入与输出之间连接信号线。为了连接两个模块的端口，可按住鼠标的左键，点击输入或输出端口，看到光标变为“十”字形以后，拖拽“十”字图形符号到另外一个端口，鼠标指针将变成双“十”字形状，然后放开鼠标左键。则一根最简单的信号线就连成了，带连线的箭头表示信号的流向。

对信号线的操作和对模块操作一样，也须先选中信号线（鼠标左键单击该线），被选中的信号线的两端出现两个小黑块，这样就可以对该信号线进行其他操作了，如改变其粗细、对其设置标签，也可以把信号线折弯、分支，甚至删除。

(2) 向量信号线与线型设定。对于向量信号线，在“untitled”模型窗口里，可选中主菜单【Format】下的【Signal dimensions】命令，对模型执行完【Simulation】下的【Start】命令或【Edit】下的【Update Diagram】命令后，传输向量的信号线就会变粗。变粗了的线段表示该连接线上的信号为向量形式。

(3) 信号线的标签设置。在信号线上双击鼠标左键，即可在该信号线的下部拉出一个矩形框，在矩形框内的光标处可输入该信号线的说明标签，既可输入西文字符也可输入汉字字符。标签的信息内容如果很多，还可以用回车键换行输入。如果标签信息有错或者不妥，可以重新选中再进行编辑修改。

(4) 信号线折弯。对选中的信号线，按住【Shift】键，再用鼠标左键在要折弯的地方单击一下，在此处就会出现一个小圆圈，表示折点，利用折点就可以改变信号线的形状。

对选中的信号线，将鼠标指到线段端头的小黑块上，直到箭头指针变为“O”，按住鼠标左键。拖拽线段，即可将线段以直角的方式折弯。

如果不想以直角的方式折弯，也可以在线段的任一位置，按住【Shift】键与鼠标左键，将线段以任意角度折弯 。

(5) 信号线分支。对选中的信号线，按住【Ctrl】键，在要建立分支的地方按住鼠标左键并拉出即可。另外一种方法是：将鼠标指到要引出分支的信号线段上，按住鼠标右键拖拽鼠标，则可拉出分支线段。

(6) 信号线的平行移动。将鼠标指到要平行移动的信号线段上，按住鼠标左键不放，鼠标指针变为十字箭头形状，水平或垂直方向拖拽鼠标移到目的位置，松开鼠标左键，信号线的平行移动即完成。

(7) 信号线与模块分离。将鼠标指针放在想要分离的模块上，按住【Shift】键不放，再用鼠标把模块拖拽到别处，即可以把模块与连接线分离。

(8) 信号线的删除。选定要删除的信号线，按【Delete】键，即可把选中的信号线删除。

3. 模块标题名称、内部参数的修改

在实际工程中，那些被复制的标准模块的标题名称和内部参数常常需作一定的修改。

(1) 标题名称的修改。模块标题名称是指标识模块图标的字符串，通常模块标题名称

设置在模块图标的下方，也可以将模块标题名称设置在模块图标的上方。对用户所建模型窗口中模块标题名称进行修改的具体方法如下：

1）用鼠标左键单击功能模块的标题，在原模块标题外拉出一矩形框，按住鼠标左键对要修改的标题字符部分使之增亮反相显示。

2）按回车键，反相显示的、要修改的部分字符立即被删除，重新输入新的标题信息（中西文字符均可）。

3）然后用鼠标左键单击窗口中的任一地方，修改工作结束。

需要指出的是：如果重新输入新的标题信息内容很多（很长），可以按回车键换行输入。

（2）模块内部参数设置。在模型窗口中，双击待修改参数的模块图标，便打开功能模块内部参数设置对话框，然后通过改变对话框相关栏目中的数据便可。

附 1.5 Simulink/Power System 系统模型的操作

1. 系统模型标题名称的标注

在"untitled"模型窗口里，将鼠标指针指在窗口的空白处，双击鼠标左键，则在鼠标指定的位置会出现一个小方框，且小方框内有文字光标在闪动，此时可在方框内给系统模型标注名称、标题或注解。

2. 系统模型文件的保存与打开

编辑好一个模型后，可以在"untitled"模型窗口中选择【File】菜单中的【Save】命令将模型以原文件名存盘。模型是以 ASCII 码形式存储的 .mdl 文件，文件扩展名为".mdl"。模型文件的扩展名可以省略，系统会自动添加上去。文件包含了该模型的所有信息，既有这个数学模型的内涵，又有其外部方框图的可见形式。

也可以在"untitled"模型窗口中选择【File】菜单中的【Save As】命令，将模型文件在设定的路径与设定的子目录下，以一个新命名的文件名称存盘。

必须指出的是，如果以已经存在的文件名保存与其内容不同的文件时，新的文件内容将覆盖原文件内容。

已经保存在计算机磁盘上的模型文件（.mdl 文件）可以用多种方法打开。可以点击库浏览器里或模型窗口里的"打开按钮"图标（第 2 个按钮）；也可以使用模型窗口里【File】菜单的【Open】子菜单命令；还可以在 MATLAB 命令窗口里直接输入欲打开模型文件的名字（要注意：一是不要带文件扩展名；二是必须注明模型文件所在的路径与子目录）等，这些方法都能够打开模型文件。

3. 模型框图的打印

Simulink 环境下建立的系统模型框图，可以用以下方法打印输出。在模型窗口里，利用【File】菜单下的【Print】命令或按下工具栏的"打印按钮"图标（第 4 个按钮），则打印当前活动窗口的框图，而不打印任何打开的 Scope（示波器）模块。

4. 观察 Simulink 的仿真结果

控制系统仿真后的结果，可以用 Simulink 提供的许多观察工具加以查看。Simulink 的 Sinks 输出模块组中的几个模块都可以用来观察仿真结果。

第一种方法是将仿真结果信号输入到输出模块“Scope”示波器、“XY Graph”二维 X—Y 图形显示器与“Display”数字显示器中，直接查看图形或者数据；

第二种方法是将仿真结果信号输入到“To Workspace”模块中，保存到 MATLAB 工作空间里，再利用绘图命令 Plot 在 MATLAB 命令窗口里绘制出图形；

第三种方法是使用 out1 模块将仿真输出信息返回到 MATLAB 命令窗口里，再利用绘图命令 Plot 绘制出图形。

(1) 使用示波器模块观察仿真输出。前面已经介绍过，在 Simulink 库浏览器的“Sinks”输出模块组中，有“Scope”、“XY Graph”与“Display”三个示波器模块，它们是用来观察仿真输出的。用示波器只能即时观察输出结果而不能保存结果。

1)“Scope”：将信号显示在类似示波器的图标窗口内，可以放大、缩小窗口，也可以打印仿真结果的波形曲线。

2)“XY Graph”：绘制 X—Y 二维的曲线图形，两个坐标刻度范围可以设置。

3)“Display”：将仿真结果的信息数据以数字形式显示出来。

如果将这三种示波器图标放在控制系统结构模型图的输出端上，就可以在系统仿真时，同时看到仿真输出结果。“Display”将结果数据直接显示在模块的窗口中，“Scope”及“XY Graph”会产生新的窗口。

(2) 使用 To Workspace 模块将仿真输出信息返回到 MATLAB 命令窗口。如果不用示波器直接观察仿真结果，可以将控制系统仿真结果信号输入到“To Workspace”模块中。该模块会自动将数据输出到 MATLAB 命令窗口里，并用变量“simout”保存起来，再用绘图命令在 MATLAB 命令窗口里绘制出图形。

控制系统输出数据与时间数据返回到 MATLAB 命令窗口后，就可以用绘图命令 plot (tout，simout) 在 MATLAB 命令窗口里绘制出图形，并能对图形进行编辑。

(3) 使用 out1 模块将仿真输出信息返回到 MATLAB 命令窗口。在输出“Sinks”模块库中，有一个名为“out1”的输出模块。可以将系统仿真结果的信息输入到这个模块。该输出模块会将数据返回到 MATLAB 命令窗口中，并自动用一个名为“yout”的变量保存起来（前提是在选择仿真参数时，要选 yout 这一项）。MATLAB 也会自动将每个时间数据存入 MATLAB 命令中，用“tout”这个变量保存起来。

将控制系统输出数据与时间数据都返回到 MATLAB 命令窗口之后，可以用绘图命令 plot (tout，yout) 在 MATLAB 命令窗口里绘制出图形，并能对图形进行编辑。

附 1.6 Simulink/Power System 子系统的建立

1. 子系统的建立

为了实现系统的模块化管理，通常需要将功能相关的模块组合在一起，这时就需要使

用“Subsystem”子系统技术，即对多个标准基本模块采用Simulink的封装技术，将其集成在一起，形成新的功能模块（子系统）。经封装后的子系统，可以有特定的图标与参数设置对话框，成为一个独立的功能模块。事实上，在Simulink的模块库里，有许多标准模块（如PID）本身就是由多个更基本的标准功能模块封装而成的。

建立子系统的方法如下：首先在“untitled”模型窗口中编辑好一个需要封装的子系统模型，然后在“untitled”模型窗口中选择【Edit】菜单中的【Select all】命令，将子系统模型全部选中，再选择【Edit】菜单中的【Create Subsystem】命令即可建立子系统。

2. 子系统的Mask（封装）技术

由于子系统中包含很多模块，当需要修改子系统内多个模块的参数时，就要逐个打开模块参数对话框来进行操作。如果要修改的模块参数很多时，修改的工作就会变得相当繁琐。

为了解决这个问题，Simulink提供了一个子系统的“Mask”（封装）功能，可以为“Subsystem”定制一个对话框，将子系统内众多的模块参数对话框集成为一个完整的对话框。封装子系统模块并定制对话框能够方便用户使用以及提高仿真效率。任何一个“Subsystem”子系统模块都可以进行“Mask”（封装）。

附1.7 Simulink/Power System系统的仿真

在Simulink环境下，编辑模型的一般过程是：首先打开一个空白的编辑窗口，然后将模块库中需要的模块复制到编辑窗口中，并依照给定的框图修改编辑窗口中的模块参数，再将各个模块按照给定的框图连接起来，完成上述工作后就可以对整个模型进行仿真了。

启动仿真过程最简单的方法是：按下Simulink工具栏下的“启动仿真”按钮，启动仿真过程后系统将以默认参数为基础进行仿真，除此外用户还可以自己设置需要的仿真参数。仿真参数的设置可以由Simulation /Simulation parameters…菜单项来选择。选择了该菜单项后，将得到附图1-18所示的对话框，它是变步长下的Solver标签页；固定步长下的Solver标签页见附图1-19。用户可以从中填写相应的数据，修改仿真参数。

在附图1-18和附图1-19的对话框中有5个标签，默认的标签为微分方程求解程序Solver的设置，在该标签下的对话框主要接受微分方程求解的算法及仿真控制参数设置。

1. 仿真算法

Simulink仿真必然涉及微分方程组的数值求解，由于控制系统的多样性，没有哪一种仿真算法是万能的。为此用户须针对不同类型的仿真模型，按照各种算法的特点、仿真性能与适应范围，正确选择算法，并确定适当的仿真参数，以得到最佳仿真结果。

（1）Variable-step可变步长类型算法。这类仿真算法可以让程序修正每次仿真计算的步长大小。属于Variable-step的仿真算法有：ode45、ode23、ode113、ode15s、ode23s、ode23t、ode23tb以及discrete。





附图1-18 Solver变步长仿真参数设置对话框　附图1-19 Solver固定步长仿真参数设置对话框

（2）Fix-step固定步长类型算法。属于Fix-step的仿真算法有：ode5、ode4、ode3、ode2、ode1，另有discrete（fixed-step）是不含积分运算的定步长方法，适用于求解非连续状态的系统模型问题。

所谓仿真算法选择就是针对不同类型的仿真模型，根据各种算法的特点、仿真性能与适应范围，采用试探的方法选择算法，以得到最佳的仿真结果。

2. 解算器（Solver）标签页的参数设置

解算器（Solver）标签页的参数设置是仿真工作必须的步骤，如何设定参数，要根据具体问题的要求而定。最基本的参数设定包括仿真的起始时间与终止时间，仿真的步长大小与解算问题的算法等。附图1-18解算器（Solver）标签页参数设定窗口中选项的意义如下：

（1）"Simulation time"栏为设置仿真时间，在"Start time"与"Stop time"旁的编辑框内分别输入仿真的起始时间与停止时间，其单位是"秒"。

（2）"Solver options"栏为选择算法的操作：包括许多选项。"type"栏的下拉式选择框中可选择变步长（Variable-step）算法（界面如附图1-18）或者固定步长（Fix-step）算法（界面如附图1-19）。

在变步长情况下，连续系统仿真可选择的算法有ode45、ode15s、ode23、ode113、ode23s、ode23t、ode23tb等。离散系统一般默认地选择定步长的discrete（no continous states）算法。一般系统设定ode45为默认算法。

"Max step size"栏为设定解算器运算步长的时间上限，"Initial step size"为设定的解算器第一步运算的时间，一般默认值为"auto"。相对误差"Relative tolerance"的默认值为1e-3，绝对误差"Absolute tolerance"的默认值为"auto"。

在固定步长情况下（界面如附图1-19），连续系统仿真可选择的算法有ode1、ode2、ode3、ode4、ode5、discrete几种，一般ode4为默认算法，它等效于ode45。固定步长方式只可以设定"fixed step size"为"自动"。"Mode"栏为选择模型的类型，该栏有三个选项："MultiTasking"（多任务）、"SingleTasking"（单一任务）与"auto"（自动）。"MultiTasking"模型指其中有些模块具有不同的采样速率，并对模块之间采样速率的传递进行检测；

"SingleTasking" 模型各模块的采样速率相同，不检测采样速率的传递；"auto" 则根据模型中模块采样速率是否相同，决定采用前两者的哪一种。

（3）"output options" 输出选择栏的第一选项为细化输出（Refine Output），其细化系数（Refine Factor）最大值为 4，缺省值为 1，数值愈大则输出愈平滑。

第二选项为产生附加输出（Produce additional output），允许指定产生输出的附加时间（Output Times）。该选项被选中后，在编辑框 "Output times" 中可以输入产生输出的附加时间，这种方式可改变仿真步长以使其与指定的附加时间相一致。

第三个选项为只产生特定的输出（Produce additional output Only），只在指定的输出时间中产生仿真输出，这种方式可改变仿真步长以使其与产生输出的指定时间相一致。

（4）在标签页的右下部有四个按钮，它们的功能分述如下：

【Ok】按钮用于参数设置完毕，可将窗口内的参数值应用于系统的仿真，并关闭对话框；

【Cancel】按钮用于立即撤销参数的修改，恢复标签页原来的参数设置，并关闭对话框；

【Help】按钮用于打开并显示该模块使用方法说明的帮助文件；

【Apply】按钮用于修改参数后的确认，即表示将目前窗口改变的参数设定应用于系统的仿真，并保持对话框窗口的开启状态，以便进一步修改。

这种四个按钮的组合，在其他许多界面里都有，其功能与此相同。

3. 工作空间（Workspace I/O）标签页参数设置

仿真控制参数设定对话框标签之二为 "Workspace I/O" 工作空间标签页，如附图 1-20 所示。



附图 1-20 WorkspaceI/O 参数设置对话框

在这一标签页中设置参数后，可以从当前工作空间输入数据、初始化状态模块、把仿真结果保存到当前工作空间。

（1）"Load from workspace" 栏可以从 MATLAB 工作空间获取数据输入到模型的输入模块（in1），这是 Simulink 的一个重要功能。当然，模型一定要有输入模块（in1）。具体操作方法是：勾选 "Input" 栏，在其后的编辑框里输入数据的变量名，变量名缺省值为 $[t, u]$，t 是一维时间列向量，u 是与 t 相同的二维列向量。如果输入模块有 n 个，则 u 的第 1、2、…、n 列分别送往输入模块 in1、in2、…、in$n$。

（2）勾选 "initial state" 栏，将迫使模型从 MATLAB 工作空间获取模型中全部模块所有状态变量的初始值，这就是初始化状态模块。该栏后的编辑框里填写的含有初始化值变量（其缺省名为 xinitial）的个数应与状态模块数目一致。

（3）把仿真结果保存到当前工作空间，此项功能在 "Save to workspace" 栏中设置，可

以设定 Time、States、Output、Final state 诸项。

勾选“Time”栏，模型把变量（Time）以指定的变量名（缺省值名 tout）存储在 MATLAB 工作空间。

勾选“States”栏，模型把状态变量以指定的变量名（缺省值名 xout）存储在 MATLAB 工作空间。

勾选“Output”栏，对应着模型窗口中使用的输出模块“out1”，须在 MATLAB 工作空间填入输出数据变量名（输出矩阵缺省名为 yout），输出矩阵每一列对应于模型的多个输出模块“out”，每一行对应于一个确定时刻的输出。

勾选“Final state”栏，模型把状态变量的最终状态值以指定的名称（缺省名为 xFinal）存储在 MATLAB 工作空间。状态变量的最终状态值还可以被模型再次调用。

（4）“Save options”变量存储选项栏与“Save to workspace”栏配合使用。

勾选“Limit rows to last”栏，选择框可以限定可存取的行数，一般尽可能大一些。其默认值为 1000，即保留 1000 组数据。当实际计算出来的数据量很大超过选择的值时，在 MATLAB 工作空间中将只保存 1000 组最新的数据。如果想消除这样的约束，则可以不选中 Limit data points to last 复选框。

“Decimation”栏为设置的降频程度系数，降频程度系数的默认值为 1，表示每一个点都返回状态与输出值；若设定为 2，则会每隔断 2 个点返回状态与输出值，这些结果会被保存起来。

“Format”栏的下拉式选择框中，提供了三种保存数据的格式供选择：矩阵（Matrix）、构架（Structure）、带时间的构架（Structure with time）。

在“Workspace I/O”标签页下的四个按钮其操作功能同解算器“Solver”标签页的说明。

4. 其他

除了前面介绍的两个标签页外，仿真控制参数设定的标签页还有：诊断（Diagnostics）标签页、实时工作空间（Real-Time Workshop）标签页和（Advanced）标签页。这些内容本教材使用较少，在此不做介绍。

参 考 文 献

1 莫正康主编. 半导体变流技术（第2版）. 北京：机械工业出版社，2001
2 黄俊，王兆安编. 电力电子变流技术（第3版）. 北京：机械工业出版社，2000
3 刘志刚主编. 电力电子学. 北京：清华大学出版社，2004
4 刘泉海主编. 电力电子技术. 重庆：重庆大学出版社，2004
5 王云亮主编. 电力电子技术. 北京：电子工业出版社，2004
6 曾方编著. 电力电子技术. 西安：西安电子科技大学出版社，2004
7 李荣生主编. 电气控制系统设计指导. 北京：机械工业出版社，2004
8 潘再平编著. 电力电子技术与电机控制实验教程. 杭州：浙江大学出版社，1999
9 周渊深编著. 交直流调速系统与MATLAB仿真. 北京：中国电力出版社，2004
10 周渊深，宋永英编著. 电力电子技术. 北京：机械工业出版社，2005
11 陈坚编著. 电力电子学. 北京：高等教育出版社，2002
12 林辉，王辉主编. 电力电子技术. 武汉：武汉理工大学出版社，2002
13 徐以荣，冷增祥主编. 电力电子技术基础. 南京：东南大学出版社，1999
14 粟书贤，石玉编. 晶闸管变流技术题例及电路设计. 北京：机械工业出版社，1992
15 丁道宏主编. 电力电子技术. 北京：航空工业出版社，1999
16 吴小华，李玉忍，杨军编. 电力电子技术典型题解析及自测试题. 西安：西北工业大学出版社，2002